ROGER A. RAFFIN

COURS DE RADIO

ELEMENTAIRE

4me Edition

LIBRAIRIE DE LA RADIO - PARIS

COURS DE RADIO ÉLÉMENTAIRE

DU MEME AUTEUR, A LA MEME LIBRAIRIE :

L'Emission et la Réception d'Amateur (6e édition).

Technique de la Réception Télévision des Champs très faibles (épuisé).

Technique nouvelle du Dépannage rationnel Radio (3e édition).

Pratique et Théorie de la T.S.F. Radiotechnique (d'après les premiers textes de Paul Berché †), 16e édition entièrement refondue et modernisée.

Dépannage, mise au point, amélioration des téléviseurs (3e édition).

Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'auteur.

Roger A. RAFFIN

(F3 AV)

Ingénieur en télécommunication

●

COURS DE RADIO ÉLÉMENTAIRE

4e édition

LIBRAIRIE DE LA RADIO

101, Rue Réaumur, 101

PARIS (2e)

—

SOMMAIRE

INTRODUCTION 11

CHAPITRE PREMIER

Quelques principes fondamentaux d'électricité 13
§ 1. — Qu'est-ce que l'électricité 13
§ 2. — Les grandeurs électriques usuelles 15

CHAPITRE II

Résistances. - Potentiomètres 19
§ 1. — Classification des résistances 19
§ 2. — Les potentiomètres 22
§ 3. — Groupement des résistances 24
§ 4. — Puissance et intensité dans une résistance 27
§ 5. — Formules-clés 28
Problèmes nos 1 à 8 28

CHAPITRE III

Accumulateurs et piles 31
§ 1. — Les accumulateurs 31
§ 2. — Les piles 33
§ 3. — Groupement des sources 34
Problèmes nos 9 à 11 36

CHAPITRE IV

Magnétisme et électromagnétisme 37
§ 1. — Le magnétisme 37
§ 2. — L'électromagnétisme 44
§ 3. — Courant induit 47
§ 4. — Self-induction 50
§ 5. — Quelques applications de l'électromagnétisme 51
Appareils de mesure à cadre mobile 51
Appareils de mesure à fer doux 52
Mesure des courants 53
Mesure des tensions 55
Appareils thermiques 56
Problèmes nos 12 à 17 57

CHAPITRE V

Le courant alternatif 59
§ 1. — Production du courant alternatif 59
§ 2. — Mesures en courant alternatif 60
§ 3. — Propriétés des circuits soumis au courant alternatif 62
§ 4. — Induction mutuelle et coefficient de self-induction 64
§ 5. — Transformateurs 67
§ 6. — Pertes en courant alternatif 68
§ 7. — Bobinages de radio 69
Bobinages HF ou MF 69
Bobinages BF 70
Problèmes nos 18 à 20 70

Chapitre VI

Les condensateurs 71
§ 1. — Propriétés des condensateurs 71
§ 2. — Groupement des condensateurs 73
§ 3. — Différents types de condensateurs 74
§ 4. — Condensateurs soumis au courant alternatif 80
§ 5. — Formules relatives aux circuits soumis au courant alternatif. 81
Problèmes nos 21 à 24 81

Chapitre VII

Transformation du son en courant électrique. — Transformation du courant électrique en ondes sonores 83
§ 1. — Les ondes sonores 83
§ 2. — Transformation du son en courant électrique. — Les microphones 84
Microphone à charbon 84
Microphone dynamique 85
Microphone à ruban 86
Microphone à condensateur 86
Microphone à cristal 87
§ 3. — Transformation des tensions alternatives en ondes sonores. 88
Ecouteur. — Casque 88
Haut-parleur électromagnétique 88
Haut-parleur électrodynamique 89
Problèmes nos 25 à 27 90

Chapitre VIII

Emission et réception 91
§ 1. — Processus de l'émission 91
§ 2. — Processus de la réception 94
§ 3. — Les circuits accordés 95
Circuit parallèle 95
Circuit série 99
Procédés de couplage 101
Filtre de bande (ou « tesla ») 101
Problèmes nos 28 à 31 103

Chapitre IX

La détection 105
§ 1. — Principe de la détection 105
§ 2. — Organes détecteurs utilisés en radio 108
§ 3. — Trois montages simples de récepteurs 110

Chapitre X

Bases du tube de radio 113
§ 1. — Généralités 113
§ 2. — Les cathodes 115
A. — Chauffage direct 115
B. — Chauffage indirect 116
§ 3. — Alimentation des filaments 117
§ 4. — Courbe caractéristique d'un tube diode 120
Problèmes nos 32 à 34 122

Chapitre XI

Le redressement du courant alternatif 125
§ 1. — Redresseurs pour secteur à courant alternatif 125
§ 2. — Quelques montages de redresseurs 128
Redresseurs multiplicateurs de tension 133
§ 3. — Le filtrage 138

§ 4. — Montages de redresseurs spéciaux 144
Redresseur en pont 144
Redresseurs doubleurs de tension 146
Redresseurs spéciaux pour récepteurs de télévision 147
§ 5. — Instruments de mesure pour le courant alternatif 148
§ 6. — Diodes de puissance au silicium 151
§ 7. — Tension de crête inverse 153
§ 8. — Résistance de protection. Condensateur d'entrée 154
Problèmes n°s 35 et 36 155

CHAPITRE XII

La détection par lampe diode 157

CHAPITRE XIII

La lampe triode 159
§ 1. — Fonctionnement du tube triode 159
§ 2. — Caractéristiques de la triode 161
§ 3. — La résistance interne 163
§ 4. — La pente 165
§ 5. — Le coefficient d'amplification 166
§ 6. — Relations de Barkhausen 167

CHAPITRE XIV

La fonction amplificatrice 169
§ 1. — Etude générale 169
§ 2. — L'amplification BF de tension 171
Problèmes n°s 37 à 39 178
§ 3. — L'amplification BF de puissance 178
§ 4. — Les classes d'amplification 182
§ 5. — Les liaisons inter-étages en BF 186
1° Liaison par résistance et condensateur 186
2° Liaison par transformateur 187
§ 6. — Le tube pentode en BF 188
§ 7. — L'amplification BF en push-pull 192
Dispositifs correcteurs en BF 196
La contre-réaction en basse fréquence 198
Les ronflements en BF 199
§ 8. — L'amplification HF 200
Problèmes n°s 40 à 45 205

CHAPITRE XV

Les fonctions oscillatrice et détectrice 207
§ 1. — La triode en oscillatrice 207
§ 2. — La triode en détectrice 211
Détection grille 211
Détection plaque 212
Détection cathodique 213

CHAPITRE XVI

Pratique des amplificateurs HF 215

CHAPITRE XVII

Le changement de fréquence 219
§ 1. — Principe du changement de fréquence 219
§ 2. — Montages d'étages changeurs de fréquence 224
§ 3. — Pente de conversion 231
§ 4. — Liaisons étage HF-étage CF 231
Problèmes n°s 46 et 47 233

CHAPITRE XVIII

L'amplification MF 235
§ 1. — Montage d'un amplificateur MF 235
§ 2. — Les tubes à pente variable 239

CHAPITRE XIX

L'étage détecteur et la commande automatique de volume 241
Indicateurs d'accord 246

CHAPITRE XX

L'alimentation des récepteurs 251
§ 1. — Alimentation en courant alternatif 252
§ 2. — Alimentation « tous-courants » 253
§ 3. — Alimentation par un accumulateur 254
§ 4. — Alimentation par piles 256
§ 5. — Alimentation piles-secteur 256

CHAPITRE XXI

Les collecteurs d'ondes 259
§ 1. — Le circuit « antenne-terre » 259
§ 2. — Les cadres 262

CHAPITRE XXII

Les transistors 267

CHAPITRE XXIII

Les récepteurs à changement de fréquence :
§ 1. — Généralités 275
§ 2. — Réalisation pratique d'un récepteur à changement de fréquence 275
§ 3. — L'étalement des bandes OC 282
§ 4. — L'alignement des récepteurs à changement de fréquence 284

CHAPITRE XXIV

La modulation de fréquence :
§ 1. — Généralités 289
§ 2. — Réception des ondes modulées en fréquence 290
§ 3. — Réception par adaptateur FM 292
§ 4. — Récepteur mixte AM-FM 296
Circuits haute fréquence et convertisseur pour FM 298
§ 5. — Antennes spéciales pour FM 302
§ 6. — Les émissions FM en stéréophonie et leur réception 304
Le système de transmission stéréophonique à « fréquence pilote » (Multiplex) 305
Principe de la réception 308
Exemple pratique de décodeur à transistors pour réception stéréophonique FM multiplex 309
Remarques générales concernant l'utilisation d'un décodeur et son adaptation à un récepteur FM 311

CHAPITRE XXV

Technologie des bobinages 313
Les blocs de bobinages 313
Les transformateurs MF 320

CHAPITRE XXVI

Le pick-up et la reproduction des disques 327
PROBLÈMES DE RÉVISION n°s 48 à 55 330
Solutions des problèmes proposés au cours de l'ouvrage 333

INTRODUCTION

Par cet ouvrage, nous nous proposons d'initier nos lecteurs à la radiotechnique. Le titre n'est pas usurpé ; c'est bien un cours *que nous avons voulu rédiger, mais un cours simple, élémentaire, accessible à tous les débutants... et même à ceux qui entrent, aujourd'hui pour la première fois. en contact avec la radio.*

Les grands exposés théoriques, trop abstraits, voire rebutants pour le novice, seront volontairement négligés. Certes, certaines règles théoriques, certaines lois, seront exposées ; ceci est absolument obligatoire pour la compréhension de quelques circuits de base élémentaires. Mais, dans tous les cas, ces principes théoriques seront rédigés avec force détails, avec des exemples, afin de les rendre parfaitement compréhensibles à tous.

Celui qui veut apprendre et comprendre *la radio, doit avant tout, avoir une idée parfaitement claire sur le rôle exact des divers éléments constitutifs d'un circuit, sur le rôle exact de tel ou tel circuit, sur le fonctionnement de tel montage, de tel appareil, etc. Nos lecteurs voient déjà la progression qui sera suivie.*

Et à propos de progression, précisons qu'il serait vain de vouloir comprendre la radio si l'on ignore absolument tout de l'électricité.

C'est la raison pour laquelle tout cours de radio bien conçu débute toujours par quelques chapitres d'électricité. Afin de ne point faillir à cette logique, nous respecterons donc soigneusement la règle ; c'est tellement normal et tellement mieux ainsi.

« Radiotechnique » : Le sujet est riche ! Et chaque chapitre de notre cours pourrait être développé dans un ouvrage entier ! Nous pensons cependant avoir raison de chercher à condenser en un volume restreint, le maximum de renseignements et de précisions sur cette chère « radio », sur cette science qui est sans doute l'une des plus passionnantes de notre siècle et qui a su se tailler déjà une très large audience.

Après la parfaite assimilation de ce « cours élémentaire », nos lecteurs pourront d'ailleurs fort bien se perfectionner encore (et nous le leur conseillons) avec la lecture et l'étude de « Pratique et Théorie de la T.S.F. - Radiotechnique », que nous appellerons « cours moyen », ouvrage dont la dernière édition a été entièrement refondue et modernisée également par...

Roger-A. RAFFIN.

Les schémas publiés dans le présent ouvrage sont donnés sans garantie en ce qui concerne leur éventuelle protection par des brevets.

CHAPITRE PREMIER

Quelques principes fondamentaux d'électricité

§ 1. — Qu'est-ce que l'électricité ?

Oui, tout d'abord, il est sage de définir ce qu'est l'électricité. Et pour cela, nous sommes obligés de dire quelques mots sur la constitution générale de la matière.

Examinons donc ensemble les divers constituants de la matière, en commençant par les plus gros, si l'on peut dire, car les plus gros constituants sont extrêmement petits comme nous allons le voir.

a) Nous avons, tout d'abord, la *molécule,* qui est le plus petit élément concevable d'un corps (simple ou composé). La dimension d'une molécule est très variable selon la matière : les plus grosses sont à l'extrême limite de la visibilité ; les plus petites ont un diamètre de l'ordre du dix-millionième de millimètre !

Les phénomènes mécaniques et thermiques résultent de l'action des molécules.

b) Chaque molécule est constituée, à son tour, par le groupement de plusieurs éléments complexes appelés *atomes.*

Un atome ressemble approximativement, mais à l'échelle infiniment petite, à un système planétaire : éléments qui gravitent autour d'un autre.

Les réactions chimiques et les phénomènes lumineux (visibles ou invisibles tels que ultra-violet, infra-rouge, etc.), résultent de l'action propre de ce « système planétaire » ultra-microscopique. Un atome à l'état stable est électriquement neutre.

c) Nous pouvons maintenant considérer les *électrons.* Ce sont les éléments qui gravitent autour de l'autre, appelé *noyau atomique.* Ce dernier est chargé d'électricité positive ; les électrons constituent la charge élémentaire d'électricité négative. A l'état stable, nous avons dit qu'un atome est électriquement neutre parce que les charges positives du noyau sont égales aux charges négatives des électrons.

Certains électrons n'appartiennent à aucun atome ; ce sont les *électrons libres.*

Les électrons appartenant au noyau atomique sont à la base des phénomènes *magnétiques,* lorsqu'on provoque leur déplacement. Dans les mêmes conditions, ce sont les électrons libres qui sont à la base des phénomènes *électromagnétiques.* Nous y reviendrons dans un instant.

d) Pour être complet, nous devons aussi préciser qu'il existe également des électrons positifs appelés *positons,* des électrons « lourds » ou *mésons,* qu'un noyau atomique comprend à son tour des éléments « lourds » à charge positive ou *protons,* des éléments « lourds » neutres ou *neutrons* et des éléments « légers » neutres ou *neutrinos.*

Citons, enfin, ce que l'on peut appeler « grains de lumière » ou *photons* constituant la plus petite partie élémentaire d'un rayonnement électromagnétique : radiations X et γ, lumière, ondes de radio.

⁂

Revenons à notre alinéa *c,* et considérons un fil de cuivre. Ce fil de cuivre est constitué par une multitude d'atomes comprenant, comme nous l'avons dit, noyau atomique, électrons et électrons libres... ces derniers pouvant se véhiculer d'un atome à l'autre, sans toutefois « sortir » de la matière. Mais, si nous relions ce fil de cuivre à une pile électrique, les électrons libres vont se diriger vers le pôle positif de cette pile. Ce mouvement d'électrons sera d'autant plus important que le *potentiel* du pôle positif de la pile sera grand, c'est-à-dire que la *force électromotrice* de la pile sera élevée. Nous reviendrons sur ces définitions ultérieurement.

C'est ce déplacement d'électrons libres qui constitue le courant électronique et que l'on appelle plus simplement : le courant électrique.

Dans une matière bonne conductrice de l'électricité, il y a un grand nombre d'électrons libres. Par contre, dans une matière isolante, il n'y a pas, ou presque pas, d'électrons libres.

Il est possible de mettre ce mouvement d'électrons en évidence, c'est-à-dire de vérifier la présence du courant électrique. Il suffit d'intercaler, dans le circuit constitué par la pile et le fil de cuivre, un galvanomètre G quelconque (appareil servant à déceler le passage du courant) ; voir **figure I-1.**

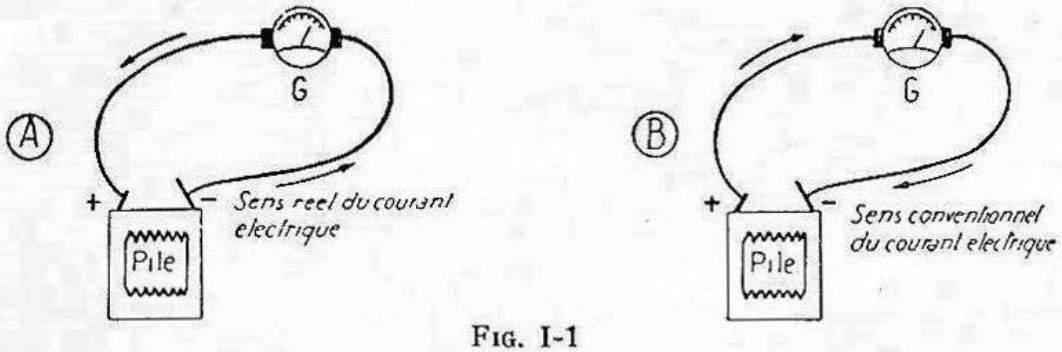


FIG. I-1

Et ici, nous nous devons d'apporter un éclaircissement important. Nous avons dit que le mouvement des électrons libres du fil allait vers le pôle positif (+) de la pile, en vertu de la loi de la nature qui veut que des charges de polarités opposées s'attirent mutuellement ; ce mouvement correspond donc au *sens réel* du courant électrique : partie A de la figure I-1.

Hélas, avant que la physique moderne n'ait fait ses preuves et ait démontré ce sens réel du courant électrique, arbitrairement, pour faciliter certaines explications, on avait fixé un sens conventionnel du courant électrique.

Certes, on n'avait qu'une chance sur deux pour se tromper... mais malheureusement, on s'est trompé ! On continue donc à indiquer le sens conventionnel du courant comme allant, dans le circuit, du pôle + vers le pôle — : voir partie B de la figure I-1. Mais il n'en est pas moins vrai que le sens réel du courant électrique est, dans le circuit, du pôle négatif au pôle positif de la pile (fig. I-1-A). De toutes façons, rassurez-vous, ceci n'a qu'une importance toute relative.

L'auteur tient à s'excuser ici, auprès des grands physiciens qui auraient pu lire cet exposé uniquement inspiré par le bon sens. Mais nous pensons fermement que la meilleure méthode didactique consiste à faire comprendre, *simplement*, des phénomènes relativement compliqués.

§ 2. — Les grandeurs électriques usuelles

Pour expliquer les phénomènes électriques simples, on a généralement recours aux analogies hydrauliques. Tout comme il est possible de mesurer la quantité d'eau qui passe dans un tuyau durant un temps déterminé, il est possible de mesurer la quantité d'électricité passant dans un conducteur durant un temps donné.

L'unité de quantité d'électrons en mouvement dans un conducteur, ou plus usuellement, l'unité de quantité d'électricité circulant dans un conducteur est le *coulomb*. Dans certains cas, cette unité est insuffisamment précise. En effet, si nous reprenons l'analogie hydraulique, 100 litres d'eau par exemple peuvent s'écouler dans un tuyau en une heure ou en une minute ; il est donc indispensable de préciser le temps.

Il en va de même en électricité où 1 coulomb peut circuler en une minute ou en une seconde, par exemple. Aussi a-t-on créé l'unité d'*intensité* d'électricité qui est la quantité d'électricité (en l'occurrence 1 coulomb) circulant dans un conducteur durant une seconde ; cette unité s'appelle l'*ampère* (symbole : A).

En radio, l'ampère est une unité qui se montre souvent trop grande. Aussi emploie-t-on plus fréquemment les sous-multiples suivants :

— le *milliampère* (ou millième de l'ampère) ; symbole : mA ;
— le *microampère* (ou millionième de l'ampère, ou encore millième du milliampère) ; symbole : µA.

Comme nous l'avons dit précédemment, le nombre d'électrons libres dans la matière détermine la facilité avec laquelle l'électricité traverse cette matière : C'est la notion de *résistance*. La résistance d'un conducteur s'exprime en *ohms* (symbole : Ω). En radio, on utilise fréquemment les multiples suivants :

— le *kilo-ohm* (ou 1 000 ohms) ; symbole kΩ ;
— le *mégohm* (ou 1 000 000 d'ohms) ; symbole : MΩ.

En principe, tous les métaux sont conducteurs de l'électricité ; mais, il y a les bons conducteurs et les mauvais conducteurs. On a donc été

amené à introduire la notion de *résistance spécifique* ou *résistivité* de la matière. C'est la résistance à une température donnée d'un conducteur de cette matière ayant 1 cm de longueur et 1 cm² de section.

La résistance R d'un conducteur peut donc se calculer en multipliant la longueur L de ce conducteur (en centimètres) par sa résistivité ϱ, et en divisant ce produit par la section S de ce conducteur (en centimètres carrés) ; ce qui s'exprime par la formule :

$$R = \frac{\varrho \times L}{S}$$

Dans la définition de la résistivité, nous avons fait intervenir la température. Pour certaines résistances, en effet, le *coefficient de température* est très important. Dans la plupart des résistances, on recherche généralement à ce que la variation de valeur soit minime vis-à-vis d'une forte modification de la température de l'organe. Pour certaines résistances spéciales, on recherche, au contraire, une variation importante de la valeur avec la température ; à titre d'exemple, citons les résistances CTN dont la résistance diminue considérablement au fur et à mesure de leur échauffement (coefficient de température négatif).

Définissons maintenant la notion de *tension* ou *différence de potentiel*. En regardant de nouveau la figure I-1-A, nous rappellerons que le mouvement d'électrons sera d'autant plus important que le potentiel du pôle positif (+) de la pile sera élevé, ou en d'autres termes que la différence de potentiel entre les deux pôles de la pile sera importante ; encore que ce mouvement d'électrons (intensité) puisse être modifié par la résistance du conducteur.

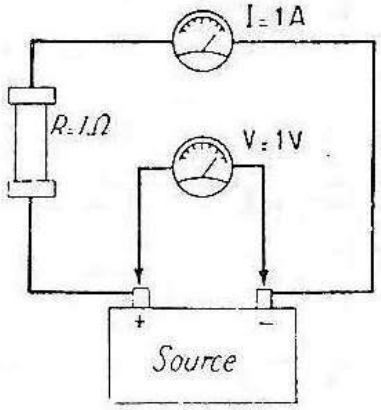


FIG. I-2

Revenons encore une fois à l'analogie hydraulique. Supposons deux vases communiquants contenant de l'eau et reliés entre eux par un tuyau souple en caoutchouc. Soulevons l'un des vases ; l'eau s'écoulera du vase supérieur au vase inférieur ; cet écoulement est l'*intensité* qui sera d'autant plus grande que :

1° la section du tuyau sera importante (*résistance*).

2° la différence de niveau entre les vases sera grande (*différence de potentiel*).

La différence de potentiel (ou d.d.p.) est donc la tension existant entre les bornes d'une source de courant à circuit fermé, c'est-à-dire lorsque cette source débite. Par contre, on a coutume d'appeler *force électromotrice* (ou f. e. m.) cette même tension, mais à circuit ouvert, c'est-à-dire lorsque la source ne débite pas.

Les tensions (d.d.p. ou f.e.m) s'expriment en *volts* (symbole : V).

Comme nous l'avons vu par notre dernière analogie hydraulique, les trois grandeurs, tension, résistance et intensité, sont intimement liées entre elles : une tension de 1 volt est appliquée aux bornes d'une résistance de 1 ohm ; l'intensité circulant dans le circuit est de 1 ampère (figure I-2).

La relation entre ces trois grandeurs est déterminée par la loi d'Ohm.

Lorsque l'on connaît deux de ces grandeurs, il est facile de calculer la troisième à l'aide des formules suivantes (entraînant une multiplication ou une division) :

$$V = R \times I$$

$$I = \frac{V}{R}$$

$$R = \frac{V}{I}$$

V = tension en volts.

I = intensité en ampères.

R = résistance en ohms.

Le passage d'un courant électrique dans un circuit se manifeste par des effets physiques visibles ou concrets.

C'est ainsi, par exemple, qu'une résistance s'échauffe (effet thermique), qu'un filament d'ampoule s'échauffe également et devient incandescent (effet thermique aussi).

L'électricité est donc capable de produire du *travail.* Cette énergie peut se mesurer ; il suffit d'évaluer le travail fourni *pendant l'unité de temps,* c'est-à-dire la seconde.

Le travail fourni pendant une seconde s'appelle la *puissance* qui s'exprime en *watts* (symbole : W). La puissance développée dans un circuit est égale au produit de la différence de potentiel V (en volts) par l'intensité (en ampères). Cela s'écrit :

$$W = V \times I.$$

Une autre formule permet également de calculer la puissance. Au lieu d'utiliser la tension V et l'intensité I, cette formule fait intervenir la résistance R (en ohms) et le carré de l'intensité I^2 (en ampères) :

$$W = R \times I^2$$

La puissance W en watts peut donc également se calculer en faisant le produit de la résistance du circuit par le carré de l'intensité qui le traverse (le carré de l'intensité, c'est le nombre d'ampères multiplié par lui-même).

Le travail développé dans un circuit fait intervenir le temps, la durée de ce travail. C'est la puissance en watts multiplié par le temps en

secondes ; le travail correspond donc à la consommation d'énergie électrique.

$$T = W \times t$$

W = puissance en watts ;
t = temps en secondes ;
T = travail en watts-seconde.

(Si t est exprimé en heures, le travail T s'obtient en watts-heure.)

Toutefois, l'unité pratique de travail (ou de consommation) est le *kilowatt-heure*, le watt-seconde étant une unité trop petite (symbole : kWh).

Le kilowatt-heure est égal à 3 600 000 watts-seconde).

Pour terminer cette première partie, nous allons donner un exemple numérique. Voyons la figure I-3. Nous disposons d'une source de cou-

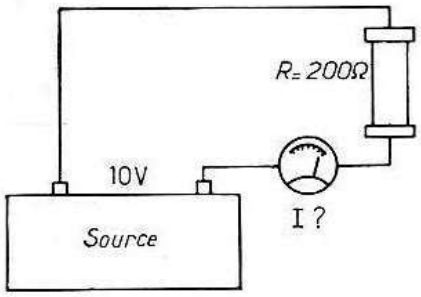


FIG. I-3

rant électrique, une pile par exemple ; les pôles de cette source sont fermés par un circuit comportant une résistance R de 200 Ω. La différence de potentiel aux bornes de la pile étant de 10 V, on demande quelle est l'intensité I circulant dans le circuit.

Il nous suffit d'appliquer la formule $I = \frac{V}{R}$

c'est-à-dire de diviser la tension par la résistance. Nous avons :

$$I = \frac{V}{R} = \frac{10}{200} = 0{,}05 \text{ A}$$

soit 50 mA.

Calculons maintenant la puissance développée dans le circuit, c'est-à-dire la puissance que doit pouvoir dissiper la résistance sans risquer d'être détruite.

Appliquons la formule :

$$W = V \times I.$$

Nous avons : $W = 10 \times 0{,}05 = 0{,}5$ watt.

Nous aurions obtenu le même résultat en utilisant la formule

$$W = R \times I^2 :$$

$$W = 200 \times 0{,}05 \times 0{,}05 = 0{,}5 \text{ watt.}$$

Calculons maintenant la consommation effectuée au bout de 80 heures de fonctionnement.

Nous avons : 0,5 W × 80 h = 40 Wh, soit 0,04 kWh.

CHAPITRE II

Résistances — Potentiomètres

§ 1. — Classification des résistances

Nous pouvons effectuer la classification suivante :

1° Les résistances au carbone à couche ou au carbone aggloméré ;

2° Les résistances bobinées ;

3° Les résistances spéciales.

Nous allons reprendre chaque division en développant un peu la technologie se rapportant à ces diverses classes de résistances.

1° Les résistances au carbone à couche se composent d'un tube ou d'un bâtonnet isolant (porcelaine, céramique, etc.) recouvert d'un composé chimique à base de carbone. On pratique ensuite une saignée en forme d'hélice tout autour du corps de cette résistance, saignée qui détermine la longueur du chemin qu'aura à parcourir le courant, c'est-à-dire la valeur en ohms à obtenir. A chaque extrémité, nous avons un capuchon emmanché de force et terminé par un fil de cuivre étamé, au moyen desquels (puisqu'il y en a deux) la résistance sera soudée dans le câblage.

L'ensemble des constituants est ensuite recouvert d'une peinture protectrice sur laquelle on marque la valeur de la résistance (figure II-1).

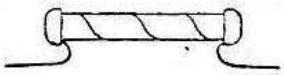


FIG. II-1

Les résistances au carbone aggloméré ne comportent pas de tube isolant formant support. Comme le nom l'indique, le corps entier de la

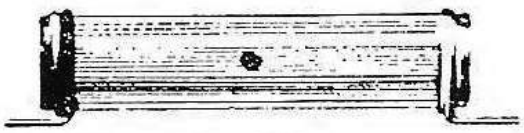


FIG. II-2

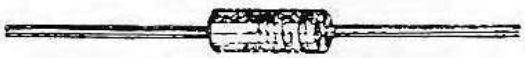


FIG. II-3

résistance est constitué par un aggloméré à base de carbone. Ces résistances se présentent sous la forme indiquée figure II-2.

La puissance que peut dissiper une résistance dépend de la grosseur de cette dernière. Cependant, il est bien évident qu'*à grosseurs égales*, une résistance au carbone aggloméré pourra dissiper une puissance supérieure à celle d'une résistance à couche.

Citons, enfin, les résistances agglomérées miniatures modernes dont l'aspect est montré sur la figure II-3. L'emploi de matières nouvelles et une conception technique originale ont permis de réduire au minimum l'encombrement de ces résistances (pour une puissance donnée) et d'améliorer leurs qualités. C'est ainsi que l'on dispose d'organes pratiquement incassables, inaltérables ; notons aussi la disposition des fils de connexion moulés dans la masse et faisant corps avec elle. La stabilité dans le temps de la valeur ohmique de ces résistances modernes est remarquable... grâce à un vieillissement artificiel opéré avant le marquage.

Une résistance se caractérise donc par sa valeur en ohms (Ω, kΩ ou MΩ, selon le cas) et par la puissance maximale en watts (W) qu'elle peut dissiper sans être détruite (voir § 4, ci-après).

En vue d'une fabrication rationnelle, les résistances sont construites dans une série de valeurs dites « valeurs normalisées »... et qui ne sont pas toujours des valeurs « rondes » ; exemple : 47.000 ohms. Cependant, si un schéma indique une résistance normalisée de 47 000 Ω, il est toujours possible de monter la résistance de 50 000 Ω que l'on possède sans aller à la catastrophe. Inversement, si un schéma indique 50 000 Ω, on pourra fort bien monter une résistance normalisée de 47 000 Ω.

D'ailleurs, mesurons la valeur de cette résistance *marquée* 47 000 Ω avec un ohmmètre. Il serait surprenant qu'elle fasse exactement 47 000 Ω ! Sa valeur exacte pourra être comprise entre 37 600 et 56 400, s'il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 20 % ; entre 42 300 et 51 700, s'il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 10 % ; et entre 44 650 et 49 350, s'il s'agit d'une résistance avec tolérance de ± 5 %. Et de cela, nous n'avons pas le droit de nous plaindre, ce sont les tolérances de fabrication, nous en sommes avertis et c'est à nous de choisir ou de mesurer si l'on a besoin d'une résistance vraiment précise.

Pendant longtemps, on a marqué les résistances en inscrivant leur valeur en chiffres directement sur le corps. Maintenant, on emploie le code normalisé des couleurs (code RMA). Selon le procédé de mar-

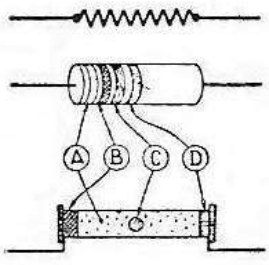


FIG. II-4

quage (voir figure II-4), il faut lire dans l'ordre normal ABCD. La couleur A indique le premier chiffre de la valeur *en ohms ;* B, le second

chiffre ; C, le nombre de zéros qui fait suite ; et D, la tolérance de fabrication. Le tableau ci-dessous donne la correspondance des couleurs.

Couleurs	A	B	C	D
Noir	0	0		
Marron	1	1	0	± 1 %
Rouge	2	2	00	± 2 %
Orange	3	3	000	± 3 %
Jaune	4	4	0 000	± 4 %
Vert	5	5	00 000	
Bleu	6	6	000 000	
Violet	7	7	0 000 000	
Gris	8	8	00 000 000	
Blanc	9	9	000 000 000	
Or			× 0,1	± 5 %
Argent			× 0,01	± 10 %
Pas de couleur				± 20 %

Schématiquement, une résistance se représente comme nous l'indiquons en haut de la figure II-4.

2° Les résistances bobinées sont constituées par un tube isolant (verre ou céramique) sur lequel on enroule du fil résistant (manganine, constantan, etc.) de la longueur nécessaire pour obtenir la résistance souhaitée. Généralement, ce mode de fabrication des résistances est réservé aux organes devant dissiper une forte puissance : 4 watts, 5 watts, 10 watts ou plus.

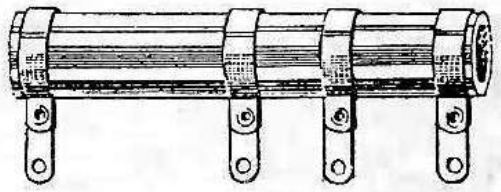


FIG. II-5

A chaque extrémité du corps de la résistance, nous avons un collier utilisé pour l'arrêt du fil résistant et servant aussi pour la soudure de l'organe au moment du câblage (voir figure II-5). L'ensemble est

protégé par une couche de laque ou d'émail (vitrification). Certains modèles de résistances bobinées sont dénudés selon une génératrice du cylindre, ce qui permet le déplacement d'un ou de plusieurs colliers auxiliaires, servant soit au réglage de la valeur de la résistance, soit à opérer une dérivation (tension intermédiaire, par exemple).

3° Les résistances spéciales. Sous cette appellation, nous classons les résistances CTN et VDR.

Les résistances CTN (à coefficient de température négatif) offrent une grande valeur ohmique au passage du courant *à froid*. Au fur et à mesure de leur échauffement, la valeur de la résistance diminue progressivement pour tomber à une valeur minime, permettant alors le passage normal du courant dans le circuit. C'est ainsi, par exemple, que dans les récepteurs « tous courants » modernes où tous les filaments des lampes sont montés en série et alimentés directement par le secteur, on intercale dans ce circuit une résistance CTN qui préserve les filaments de la pointe au démarrage ; après échauffement, la résistance diminue de valeur lentement, et les lampes sont alors alimentées normalement.

Les résistances VDR sont des organes dont la valeur baisse *rapidement* lorsque la tension augmente à leurs bornes. Nous ne nous étendrons pas sur cette dernière catégorie de résistances dont l'emploi n'est pas courant, mais plutôt réservé à certains appareils professionnels spéciaux.

§ 2. — Les potentiomètres

Un potentiomètre n'est qu'une résistance sur laquelle il est possible de faire mouvoir un curseur ; il est donc aisé de disposer d'une partie seulement ou de la totalité de la tension appliquée aux extrémités de la résistance. La représentation schématique d'un potentiomètre est montrée sur la figure II-6, et elle illustre bien ce que nous venons de dire.

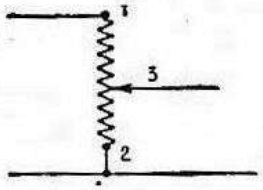


FIG. II-6

Pratiquement, les potentiomètres se montrent sous l'aspect donné figure II-7 ; en A, potentiomètre bobiné ; en B, potentiomètre carbone (composé à base de graphite). En plus des trois cosses normalement requises pour le potentiomètre, on aperçoit aussi deux autres cosses à l'arrière : ce sont les deux cosses d'un interrupteur. En effet, très souvent, les potentiomètres comportent un interrupteur jumelé, commandé par le même axe : en début de course, enclenchement de l'interrupteur ; suite de la rotation, déplacement du curseur du potentiomètre.

Pratiquement, la résistance est placée sur une plaquette isolante circulaire (couche de graphite déposée ou fil résistant bobiné) sur laquelle se meut le contact mobile à ressort du curseur.

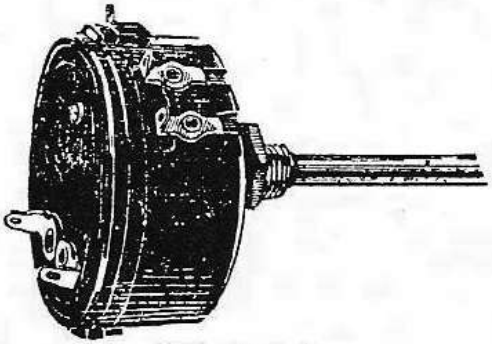


FIG. II-7-A

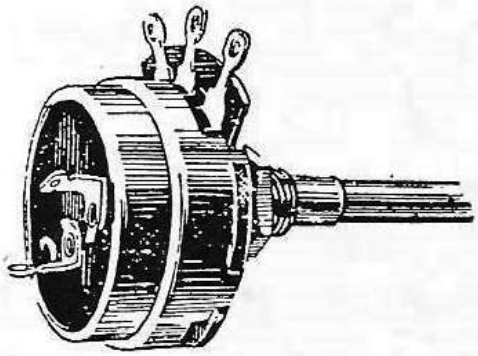


FIG. II-7-B

Comme dans le cas d'une simple résistance, un potentiomètre se caractérise par la valeur de sa résistance totale (mesurée entre les points 1 et 2, fig. II-6) et par la puissance maximale qu'il peut dissiper sans être détruit (voir § 4, ci-après). Mais, en outre, il convient de préciser la loi de variation de la résistance (entre les points 2 et 3) lorsqu'on manœuvre le curseur.

Les potentiomètres, qu'ils soient au carbone ou bobinés, se classent en deux groupes principaux : les potentiomètres à variation linéaire et les potentiomètres à variation logarithmique.

Dans les potentiomètres à variation linéaire, la variation de la résistance est directement proportionnelle à l'angle de rotation du curseur. *Exemple :* soit un potentiomètre linéaire présentant une rotation totale du curseur de 320° et une résistance totale de 500 kΩ. Partons de zéro, faisons tourner le curseur et mesurons la résistance obtenue entre les points 2 et 3 (fig. II-6). Pour une rotation de 40°, nous avons 62,5 kΩ ; pour 80°, 125 kΩ ; pour 160°, 250 kΩ ; pour 240°, 375 kΩ ; et pour 320°, 500 kΩ.

Pour les potentiomètres du type logarithmique, la variation de la résistance est logarithmique par rapport à l'angle de rotation. Nous ne nous étendrons pas ici sur les détails mathématiques, ni sur la définition d'un logarithme. Nous reprendrons seulement notre exemple précédent, avec un potentiomètre de 500 kΩ, mais à variation logarithmique.

Partons de zéro et mesurons la résistance présentée entre les points 2 et 3 (fig. II-6) ; pour une rotation de 80°, nous avons 16 kΩ environ ; pour 160°, 50 kΩ ; pour 240°, 160 kΩ ; et pour 320°, 500 kΩ.

Bien que cela ne soit que des exemples, il est intéressant et instructif de comparer les mesures de résistances faites dans les mêmes conditions, avec deux potentiomètres de même valeur totale (500 kΩ), mais l'un à variation linéaire, l'autre à variation logarithmique.

Les potentiomètres linéaires sont très employés sur les appareils de mesure, ainsi que pour les divers réglages d'image sur un téléviseur. Par contre, les potentiomètres destinés au réglage du *volume sonore* (récep-

teur de radio, partie « son » d'un téléviseur, ou amplificateur BF en général) sont du type logarithmique. Pourquoi ? Parce que les sensations éprouvées (par l'oreille) sont entre elles comme le logarithme de la cause qui les a provoquées (loi de Fechner). De ce fait, grâce à la variation logarithmique de ces types de potentiomètres, à chaque angle égal de rotation du bouton de manœuvre correspond une impression auditive égale du volume de la puissance sonore.

Outre les deux catégories principales de potentiomètres que nous venons d'examiner, citons aussi les types logarithmiques inversés (donc à variation de résistance inverse par rapport au modèle logarithmique normal) ; mais ils sont rarement utilisés dans les montages courants rencontrés par l'amateur. Il est d'ailleurs possible de concevoir et de réaliser tout autre type de potentiomètre dont la loi de variation de résistance satisfait à telle ou telle fonction mathématique.

§ 3. — Groupement des résistances

1° *Montage en série*

Si l'on constitue un circuit en groupant des résistances les unes à la suite des autres, comme il est montré sur la figure II-8, on dit que les résistances sont groupées *en série*. En effet, le courant électrique, pour parcourir le circuit, devra passer successivement par chacune de ces résistances.

Sur notre dessin, nous avons trois résistances R_1, R_2 et R_3. Nous pouvons remplacer ces trois résistances par une résistance *unique* équivalente R_{eq} dont la valeur sera égale à la somme des résistances composantes R_1, R_2, R_3.

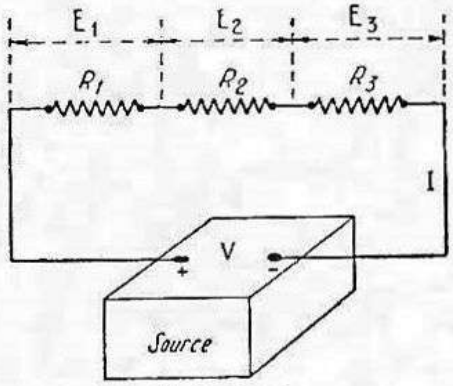


FIG. II-3

$$R_{eq} = R_1 + R_2 + R_3$$

Pour calculer la résistance résultante dans un groupement série, il suffit donc de faire la somme des résistances utilisées.

L'intensité demandée à la source est égale à la tension V aux bornes de ladite source divisée par la résistance équivalente R_{eq} du groupement.

$$I = \frac{V}{R_{eq}}$$

Précisons bien que cette intensité *est la même* en n'importe quel point du circuit, que les diverses résistances sont parcourues successivement par le même courant, par la même intensité.

Par contre, les tensions E_1, E_2 et E_3 mesurées aux bornes des résistances respectives R_1, R_2 et R_3, sont proportionnelles à la valeur de chaque résistance.

Nous avons :

$$E_1 = R_1 \times I$$
$$E_2 = R_2 \times I$$
$$E_3 = R_3 \times I$$

I, étant l'intensité circulant dans le circuit, calculée comme nous l'avons dit plus haut.

Bien entendu, nous avons d'autre part :

$$E_1 + E_2 + E_3 = V.$$

2° *Montage en parallèle*

Lorsque des résistances sont connectées comme il est montré sur la figure II-9, on dit qu'elles sont groupées *en parallèle.*

L'intensité globale demandée à la source se subdivise pour passer dans chaque résistance, puisque plusieurs chemins sont offerts au courant. L'intensité totale demandée à la source est évidemment égale à la somme des intensités passant dans chaque résistance ; mais l'intensité passant dans chaque résistance est inversement proportionnelle à la valeur de cette résistance. En fait, R_1, R_2 et R_3 sont soumis à la même tension V ; en conséquence, plus la résistance de l'une des composantes

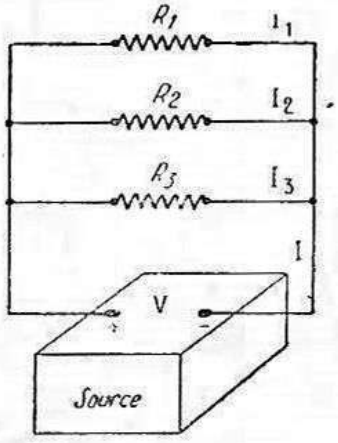


FIG. II-9

du groupement sera grande, plus l'intensité qui la traversera sera petite. Traduit en formules simples pour le calcul, cela donne :

$$I_1 = \frac{V}{R_1}$$

$$I_2 = \frac{V}{R_2}$$

$$I_3 = \frac{V}{R_2}$$

Et, comme nous l'avons dit :

$$I = I_1 + I_2 + I_3$$

L'intensité totale I peut se calculer directement avec la formule habituelle :

$$I = \frac{V}{R_{eq}}$$

dans laquelle R_{eq} est la valeur de la résistance équivalente *unique* susceptible de remplacer le groupement parallèle R_1, R_2, R_3.

Dans un groupement parallèle, l'inverse de la résistance équivalente est égal à la somme des inverses des résistances composant le groupement ; cela s'écrit :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

Exemple : Dans le montage de la figure II-9 nous avons $R_1 = 100\ \Omega$, $R_2 = 200\ \Omega$, $R_3 = 600\ \Omega$. Quelle est la valeur de la résistance équivalente à ce groupement parallèle ?

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{100} + \frac{1}{200} + \frac{1}{600}$$

En réduisant au même dénominateur et en additionnant :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{6}{600} + \frac{3}{600} + \frac{1}{600} = \frac{10}{600}$$

Donc $R_{eq} = \frac{600}{10} = 60$ ohms.

Cas particuliers

a) Si l'on réalise un groupement parallèle avec des résistances de *même valeur,* la résistance équivalente est égale à la résistance de l'une des résistances composantes divisée par le nombre de résistances formant le groupement.

Exemple :

$$R_1 = R_2 = R_3 = 900 \text{ ohms}$$

$$R_{eq} = \frac{900}{3} = 300 \text{ ohms}$$

b) Si un groupement parallèle ne comporte que deux résistances composantes R_1 et R_2, la résistance équivalente est égale au produit des deux résistances divisé par leur somme.

$$R_{eq} = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

c) Groupement série-parallèle. — Un tel groupement est illustré sur la figure II-10 ; mais ce n'est qu'un exemple, car il y a une infinité de

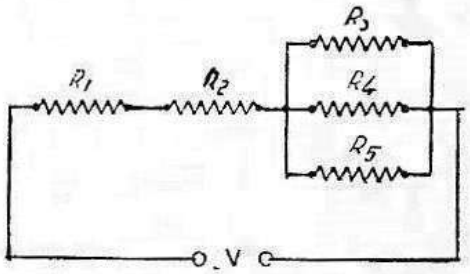


FIG. II-10

combinaisons possibles. Il suffit de bien distinguer les groupements et de leur appliquer leurs formules respectives. C'est ainsi que pour calculer la résistance unique susceptible de remplacer les cinq résistances du groupement, il nous faudra d'abord chercher la résistance équivalente à $R_3R_4R_5$, puis l'additionner à $R_1 + R_2$.

§ 4. — Puissance et intensité dans une résistance

Dans un groupement série, dans un groupement parallèle ou dans une résistance seule, les facteurs *puissance* et *intensité* sont capitaux.

Prenons l'exemple d'une résistance de 3 watts ; il serait osé de vouloir lui faire dissiper 5 watts, car elle aurait vite rendu l'âme !

Comment donc calculer la puissance qu'aura à dissiper une résistance ? Nous avons plusieurs procédés à notre disposition :

a) Multiplier la tension aux bornes de la résistance par l'intensité qui la traverse.

b) Multiplier la valeur de la résistance par le carré de l'intensité qui la traverse (c'est-à-dire l'intensité multipliée par elle-même).

c) Diviser le carré de la tension aux bornes de la résistance par la valeur de cette dernière.

En formules, cela s'écrit :

$$a)\ W = E \times I$$

$$b)\ W = R \times I^2$$

$$c)\ W = \frac{E^2}{R}$$

Il est intéressant aussi de pouvoir calculer rapidement l'intensité que peut laisser passer sans danger une résistance de valeur donnée (en ohms) et de puissance connue (en watts). Il suffit d'appliquer la formule :

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}}$$

(I est obtenue en ampères, bien entendu.)

§ 5. — Formules-clés

En manière de résumé, nous allons rappeler et grouper les relations simples, les formules-clés, que l'on doit savoir par cœur, car elles permettent de résoudre de très nombreux problèmes courants d'électricité et de radio. Ce sont les relations suivantes, dans lesquelles nous avons :

L'intensité I en *ampères.*

La résistance R en *ohms.*

La tension E en *volts.*

La puissance W en *watts.*

$$I = \frac{E}{R} = \frac{W}{E} = \sqrt{\frac{W}{R}}$$

$$R = \frac{E}{I} = \frac{E^2}{W} = \frac{W}{I^2}$$

$$E = R.I. = \frac{W}{I} = \sqrt{W.R}$$

$$W = E.I. = R.I^2 = \frac{E^2}{R}$$

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Avant d'aborder l'étude du chapitre III, il convient de s'assurer que les notions exposées jusqu'ici ont été parfaitement comprises et assimilées. Un moyen simple donnant cette assurance, consiste à résoudre les quelques problèmes ci-dessous. Bien entendu, pour que ce « test » soit valable, il faut faire les problèmes dans des conditions de sincérité absolue et tout comme s'il s'agissait d'un examen. Le lecteur intéressé par notre cours aura lu et relu à plusieurs reprises les précédentes leçons ; il doit, en outre, retenir par cœur les quelques formules simples que nous avons données (simples, mais indispensables). Autrement dit, pour la résolution des problèmes, le lecteur doit faire appel uniquement à sa mémoire. S'il doit feuilleter de nouveau les leçons précédentes pour rédiger sa solution, cela indique que certains points n'ont pas été com-

pris, ou mal assimilés... et déjà oubliés. Dans ce cas, le lecteur ne doit pas poursuivre le problème en s'aidant du cours ; ce serait se leurrer sans profit bien au contraire. Il devra revoir les leçons précédentes très soigneusement, de façon plus sérieuse et approfondie, apprendre et retenir les formules, etc. Et seulement, une huitaine de jours après, il reprendra le problème sur lequel il s'était heurté ; alors, il devra pouvoir le résoudre avec facilité et exactitude.

Comment vérifier cette exactitude ? Simplement en comparant vos solutions aux solutions-types que nous publions à la fin de cet ouvrage.

Nos lecteurs, élèves inconnus, doivent bien comprendre que si leurs « devoirs » ne sont vus par personne — en tout cas, pas par le professeur ! — notre mission est et reste de les guider dans la technique de la radioélectricité. Il est donc important que nous puissions compter sur cette sincérité dont nous vous avons parlé, car, en définitive, c'est bien *vous* qui bénéficierez de cette façon de procéder.

Problème n° 1. — L'intensité traversant un fer à souder électrique est de 0,8 A lorsqu'il est alimenté par une tension de 120 volts. Quelle est la résistance de l'élément chauffant et quelle est la puissance consommée ?

Problème n° 2. — Quelle est l'intensité maximum du courant qui peut circuler dans une résistance de 50 000 Ω du type 1/2 watt ?

Problème n° 3. — Une résistance de 250 Ω est traversée par un courant de 40 mA. De quelle puissance doit-on choisir cette résistance ?

Problème n° 4. — Trois résistances de 60 kΩ, 6 kΩ et 12 kΩ sont montées en parallèle comme l'illustre la figure P-4. Ce groupement est connecté à une source d'une différence de potentiel de 120 volts. On demande l'intensité totale du courant demandé à la source, ainsi que l'intensité traversant chaque résistance.

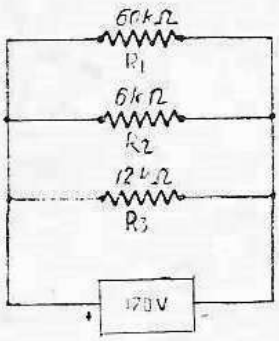


FIG. P-4

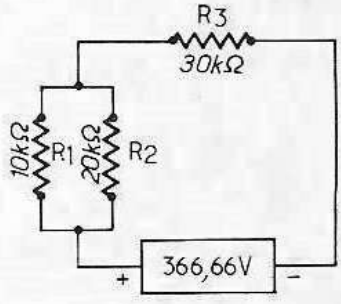


FIG. P-5

Problème n° 5. — Trois résistances de 10 kΩ, 20 kΩ et 30 kΩ sont montées selon le schéma de la figure P-5 : groupement série et parallèle. Elles sont reliées à une tension de 366,66 volts, et l'on demande :

a) l'intensité demandée à la source ;

b) l'intensité dans chaque résistance.

Problème n° 6. — Un récepteur prévu pour une tension de 110 V consomme 0,3 A. On voudrait le relier à une tension de 134 volts. On demande la valeur de la résistance à intercaler en série, ainsi que la puissance de cette dernière.

Problème n° 7. — Dans un petit récepteur comportant 5 lampes dont tous les filaments sont reliés en série pour le chauffage, on désire monter la lampe A dont l'intensité de chauffage est plus faible que celle des autres tubes (voir figure P-7). En effet, les tubes B, C, D et E

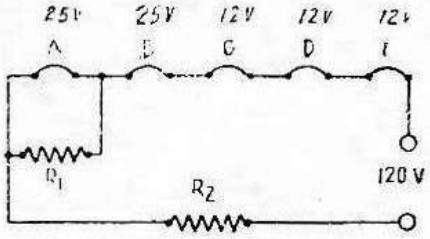


FIG. P-7

consomment 150 mA, alors que le tube A n'en consomme que 100. En conséquence, il nous faut monter aux bornes du tube A une résistance R_1 capable de laisser écouler l'intensité excédentaire.

Par ailleurs, les tensions de chauffage de chaque tube étant indiquée sur le schéma et la tension d'alimentation étant de 120 volts, il nous faut installer une résistance chutrice de tension R_2 en série.

On demande de calculer les caractéristiques des résistances R_1 et R_2 (valeurs et puissances).

Problème n° 8. — Nous devons monter un milliampèremètre dans un circuit parcouru par une intensité de 100 mA. Le milliampèremétre en notre possession ne peut admettre que 2 mA ; l'aiguille dévie totalement pour cette intensité. Nous montons malgré cela ce milliampèremètre dans le circuit indiqué, mais à ses bornes nous connectons une résitance R_s de façon à ce qu'il ne soit traversé que par 2 mA lorsque

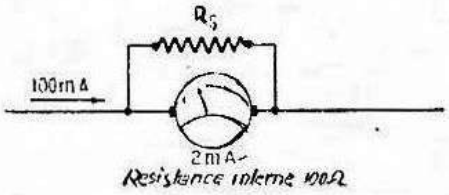


FIG. P-8

l'intensité dans le circuit atteint 100 mA. Ainsi pour une intensité réelle de 25 mA, l'appareil indiquera 0,5 mA ; pour 50 mA, nous lirons 1 mA, etc. Cette résistance R_s s'appelle un shunt et nous vous demandons de la calculer, sachant que la résistance de la bobine du milliampèremètre est de 100 ohms (résistance interne). Croquis, figure P-8.

⁂

Et n'oublions pas que *voltage*, *ampèrage* et *wattage* sont des termes incorrects ; nous les laisserons aux ignorants !

Accumulateurs et piles

Les piles et les accumulateurs constituent les deux sources de courant continu les plus répandues. Il est donc indispensable que l'on ait des idées précises sur la constitution de ces organes, leur emploi, leur entretien.

Nous avons dit « sources de courant *continu* », parce que, dans ces sources de courant qui ont un pôle + et un pôle —, si l'on relie les deux pôles par un fil conducteur, le courant électrique qui s'établit circule *continuellement* dans le même sens (jusqu'à épuisement de la source).

§ 1. — Les accumulateurs

Il existe diverses sortes d'accumulateurs (d'après leur constitution interne) ; nous nous limiterons à l'examen de l'accumulateur au plomb, le plus utilisé.

L'accumulateur est une source de courant, certes ; mais pour qu'il puisse fournir ce courant, il faut tout d'abord lui en donner. En quelque sorte, l'accumulateur est un réservoir d'électricité que l'on remplit durant l'opération dite de *charge*, électricité qui sera restituée au moment voulu par la *décharge*.

L'accumulateur au plomb se compose essentiellement d'un récipient (appelé bac) contenant une solution d'eau et d'acide sulfurique. Dans cette solution ou électrolyte plongent deux plaques en plomb, poreuses et alvéolées : plaque positive et plaque négative ; en réalité, il y a pratiquement une série de plaques positives connectées ensemble, entre lesquelles sont imbriquées une série de plaques négatives connectées ensemble également.

Lorsque l'accumulateur est déchargé, toutes les plaques sont recouvertes de sulfate plombeux. Lorsque l'accumulateur est chargé, les plaques positives se composent de péroxyde de plomb (essentiellement), et les plaques négatives, de plomb.

Les caractéristiques principales d'un accumulateur au plomb sont les suivantes : Convenablement chargé, ses plaques positives sont marron foncé ; ses plaques négatives sont gris clair. Sa teneur en acide est de 28° Baumé, mesurée au densimètre (ou pèse-acide). Enfin, sa tension initiale par élément est de 2,2 à 2,3 volts. Toutefois, cette tension ne se maintient pas longtemps ; dès les premières utilisations, cette ten-

sion tombe aux environs de 2 volts et s'y maintient pendant la plus grande partie de la décharge. Vers la fin de la décharge, la tension par élément tombe vers 1,8 V à 1,7 V... et pour la longue vie de l'accumulateur, il est prudent de ne pas faire descendre encore cette tension, c'est-à-dire de continuer à utiliser la source. Il faut alors rapidement remettre l'accumulateur en charge. En fin de décharge, c'est-à-dire lorsque la tension d'un élément est de l'ordre de 1,8 V environ, la teneur en acide de l'accumulateur doit être de 24° Baumé.

Une autre grandeur caractérisant un accumulateur est sa capacité en ampères-heure, c'est-à-dire l'intensité d'électricité que peut fournir cet accumulateur durant un temps donné.

Prenons l'exemple d'un accumulateur de 90 ampères-heure.

Théoriquement, cet accumulateur peut délivrer 90 ampères pendant 1 heure, ou 45 ampères pendant 2 heures, etc. Théoriquement ! Car si l'on exigeait de telles intensités de décharge d'un accumulateur, il serait vite détruit : échauffement des plaques, chute de la matière active au fond du bac, etc.

Pratiquement, à l'accumulateur de 90 Ah pris en exemple, on pourra demander une intensité de 9 ampères pendant 10 heures, ou 4,5 ampères pendant 20 heures, etc.

Généralement, on recharge un accumulateur à partir du secteur de distribution électrique. Pour cette charge, il faut disposer d'une tension *continue* également ; or, les secteurs électriques fournissent un courant dit « alternatif ». On transforme la tension alternative élevée (120 ou 240 volts) du secteur en tension plus faible pour la charge de l'accumulateur, et de plus, en tension *continue*. Ces opérations successives : transformation de tension et redressement sont effectuées par un appareil appelé « chargeur d'accumulateur » sur le principe duquel nous reviendrons plus tard dans ce cours.

Pour la charge, le pôle + du chargeur doit être relié au pôle + de la batterie d'accumulateurs et, bien entendu, le pôle — du chargeur au pôle — de la batterie.

Le courant de charge a une grande importance sur la durée d'un accumulateur. En aucun cas, il faut que l'intensité de charge en ampères excède le dixième de la capacité de la batterie.

Exemple : un accumulateur de 60 ampères-heure se chargera avec une intensité *maximum* de 6 ampères.

En fin de charge, l'accumulateur bouillonne par dégagement gazeux ; la teneur en acide est de 28° Baumé, et chaque élément offre une force électromotrice de l'ordre de 2,2 V.

Ne jamais approcher une flamme (allumette, briquet, etc.) au moment du dégagement gazeux : l'hydrogène libéré et l'oxygène de l'air formant un mélange détonant.

Si l'on doit composer le mélange eau et acide sulfurique, il faut toujours verser l'acide dans l'eau (et non l'eau dans l'acide).

Les bornes d'un accumulateur sont sujettes aux « sels grimpants ». Il faut les nettoyer soigneusement périodiquement, puis les enduire de graisse ou de vaseline neutre.

Le niveau de l'électrolyte doit toujours être supérieur d'au moins 1cm à celui des plaques. Vérifier souvent ce niveau, car les plaques doivent toujours être entièrement baignées. Pour refaire le niveau, il faut ajouter de l'*eau distillée* seulement, et non pas de l'eau acidulée comme on l'entend dire souvent ; en effet, c'est l'eau qui s'évapore et non l'acide !

Pour éviter le sulfatage d'un accumulateur, c'est-à-dire sa destruction rapide, il faut éviter de le charger ou de le décharger avec une intensité trop grande (voir précédemment). Il faut éviter un repos trop long après la décharge ; dès qu'une batterie est déchargée, il faut la recharger. Il faut éviter une teneur en acide supérieure à 24° Baumé non chargée, et à 28° Baumé chargée. Il ne faut plus rien demander à la batterie lorsque la tension de chaque élément tombe à 1,7 volt. Enfin, il faut toujours maintenir le niveau de l'électrolyte : les plaques ne doivent pas « voir » l'air. Et si un accumulateur doit rester de nombreux mois sans être utilisé, il faut malgré tout le recharger périodiquement sous un faible régime (intensité de charge très réduite).

§ 2. — Les piles

Comme l'accumulateur, la pile est une source de courant continu par phénomène chimique. Il existe cependant une différence essentielle entre ces deux organes : c'est que la pile ne se recharge pas. Lorsque l'action chimique est épuisée, elle n'est pas réversible ; lorsque la pile ne fournit plus de courant, ou plus exactement, lorsque la tension à ses bornes devient anormalement faible, il ne reste plus qu'à installer une pile neuve.

Il existe divers principes de fabrication des piles ; nous nous limiterons à un seul : la pile Leclanché, dont le principe est maintenant adopté par tous les fabricants.

Un élément de pile Leclanché se compose de la façon suivante : Nous avons un tube de zinc constituant le pôle négatif ; ce tube reçoit une solution de sel ammoniac dont le liquide est absorbé et « solidifié » par un procédé quelconque (gelée, etc.). Au milieu de cela, nous avons une tige de carbone constituant le pôle positif. Cette tige est elle-même enfermée dans un petit sachet de toile contenant du bioxyde de manganèse. Ce produit a pour effet d'absorber l'hydrogène qui se dégage du pôle positif lors de l'utilisation de la pile ; si l'on ne prenait pas cette précaution, l'hydrogène formerait une sorte de gaine gazeuse isolante autour de la tige de carbone et la pile serait rapidement incapable de continuer son service.

Pour conserver longtemps une pile, il faut la ranger en un endroit à l'abri de la chaleur et de l'humidité.

Comme nous l'avons dit, après son montage, une pile ne fonctionne que pendant un temps donné ; après, il faut la remplacer. D'autre part, une pile est incapable de fournir une *intensité élevée,* même durant un temps très court ; ceci à cause de sa résistance interne propre relative-

ment élevée (résistance interne beaucoup plus grande que celle d'un accumulateur).

Un élément de pile Leclanché présente une tension de 1,5 volt à ses bornes. C'est ainsi que la classique « pile de poche » de 4,5 volts comporte trois éléments (1,5 × 3 = 4,5 V). En vérité, cette tension de 1,5 V est la tension de départ ; elle tombe rapidement à 1,4 V pour s'y maintenir pendant la plus grande période d'utilisation. Après quoi, cette tension baisse encore, mais très rapidement, et la pile est hors d'usage.

§ 3. — Groupement des sources

Qu'il s'agisse d'une pile ou d'un accumulateur, *un élément* est représenté comme il est indiqué sur la figure III-1 : pôle positif = trait fin et long ; pôle négatif = trait court et épais.

FIG. III-1

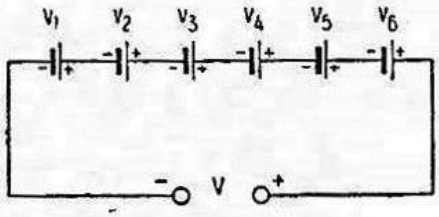


FIG. III-2

Ceci posé, les sources (piles ou accumulateurs) sont, le plus souvent, constituées par un groupement d'éléments, groupement que l'on effectue soit en série, soit en parallèle, voire en série-parallèle. Ce groupement s'appelle *batterie* (de piles ou d'accumulateurs).

1° *Montage en série*

Ce groupement est illustré par la figure III-2. On voit que le pôle + d'un élément est toujours relié au pôle — de l'élément voisin, etc. Ainsi les forces électromotrices des éléments s'ajoutent. Nous avons donc :

Tension V disponible aux bornes de la batterie = $V_1 + V_2 + V_3 + V_4 + V_5 + V_6$.

Mais, pratiquement, chaque élément fournit la même tension ; en conséquence, la tension V de la batterie est égale à la tension d'un élément multipliée par le nombre d'éléments.

Dans le montage de la figure III-2, s'il s'agit de piles, la tension V sera de 9 volts (1,5 × 6 = 9 V). S'il s'agit d'accumulateurs, la tension V sera de 12 volts (2 × 6 = 12 V).

Autres points à signaler : Dans le groupement en série, les résistances internes des éléments s'ajoutent. Ceci a peu d'importance avec les accumulateurs pour lesquels la résistance interne est négligeable. Par contre, il faudra souvent en tenir compte dans un groupement d'éléments de piles à la résistance interne notable. Enfin, si chaque élément présente une certaine capacité donnée en ampères-heure, le groupement présentera *la même capacité*.

2° *Montage en parallèle*

Voir figure III-3. Dans ce montage, tous les éléments ont leurs pôles positifs reliés ensemble d'une part (pôle + de la batterie) et leurs pôles négatifs reliés ensemble d'autre part (pôle + de la batterie).

Il en résulte que :

$$V_1 = V_2 = V_3 = V$$

c'est-à-dire que la tension V du groupement est égale à la tension d'un élément.

Par ailleurs, la résistance interne du groupement est égale à la résistance interne d'un élément divisée par le nombre d'éléments.

Enfin, la capacité en ampères-heure du groupement est égale à la somme des capacités de chaque élément. Ou encore, comme pratiquement il s'agit d'éléments identiques, la capacité de la batterie est égale à la capacité d'un élément multipliée par le nombre d'éléments.

3° *Montage série-parallèle*

Toutes les combinaisons sont évidemment possibles. Pour fixer les idées, la figure III-4 montre un groupement parallèle de trois groupements en série de deux éléments chacun.

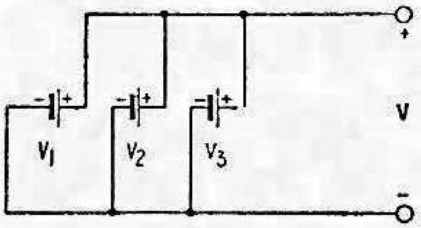


FIG. III-3

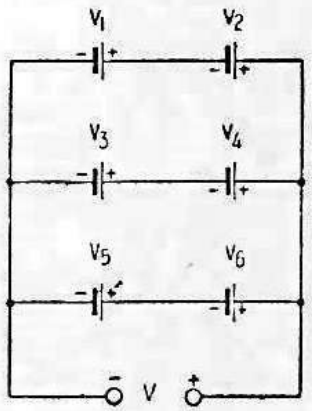


FIG. III-4

Dans tous les cas cependant, la tension V de la batterie est égale à celle de l'un des groupements en série.

Quant aux autres caractéristiques de la batterie (résistance interne et capacité), elles seront déterminées par des calculs simples découlant de ce que nous avons vu précédemment, selon la forme du groupement mixte adopté.

Dans l'exemple illustré sur la figure III-4, nous avons :

a) tension V de la batterie = $V_1 + V_2$;

b) résistance interne de la batterie = résistance de V_1 + résistance de V_2, le tout divisé par 3 ;

c) capacité de la batterie = capacité d'un élément multiplié par 3.

Nous avons évidemment supposé des éléments constitutifs V_1, V_2... V_6 identiques.

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 9. — Un accumulateur au plomb utilisé sur une automobile comporte 6 éléments associés en série. Cet accumulateur alimente divers organes (phares, bobine, dégivreur, etc.) et l'intensité de décharge lue à l'ampèremètre du tableau de bord est de 16 ampères. On demande la résistance globale offerte par tous les circuits d'utilisation.

Si les phares consomment, à eux seuls, 10 ampères, quelle est la résistance offerte par les autres circuits d'utilisation ?

Quelle est, enfin, la résistance présentée par les phares ?

Problème n° 10. — Une batterie de piles utilisée pour l'alimentation HT d'un récepteur portatif comporte 45 éléments Leclanché de 1,5 V connectés en série. Chaque élément présente une résistance interne de 1 ohm.

Calculer :

1° la force électromotrice de cette batterie (tension à vide) ;

2° la différence de potentiel aux bornes de cette batterie, lorsque l'intensité qui lui sera demandée par le récepteur à alimenter sera de 20 mA.

Problème n° 11. — On dispose d'éléments d'accumulateurs d'une tension de 2 volts et d'une capacité de 20 ampères-heure. On veut réaliser un éclairage de secours à l'aide d'une ampoule de 12 volts consommant une intensité de 5,5 A.

Sachant que l'on ne veut pas dépasser l'intensité de décharge maximum dite du 1/10, on demande :

1° Combien d'éléments d'accumulateurs nous faudra-t-il et quel sera le montage à réaliser (faire le schéma).

2° Quelle est la puissance consommée par l'ampoule d'éclairage.

3° Pour la recharge du groupement d'accumulateurs réalisé, on dispose d'un chargeur ne pouvant délivrer qu'une intensité maximum de 3 ampères. Quel temps minimum faudra-t-il pour obtenir la charge complète des accumulateurs ?

CHAPITRE IV

Magnétisme et électromagnétisme

§ 1. — Le magnétisme

Chacun sait parfaitement ce qu'est un aimant, barreau métallique droit ou courbé en forme de U exerçant sur des corps en fer notamment, une force attractive plus ou moins importante.

Prenons un aimant droit (fig. IV-1) ; on remarque que les forces attractives les plus grandes sont développées aux extrémités N et S du

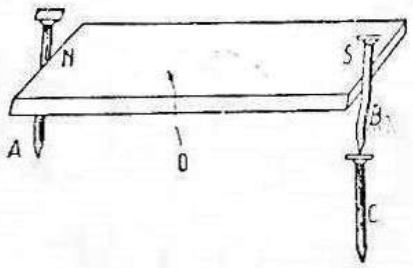


FIG. IV-1

barreau. Cette force est maximum aux extrémités et diminue progressivement lorsqu'on se rapproche du centre du barreau pour y devenir pratiquement nulle au point O.

Le clou B qui est en contact direct avec l'aimant, est le siège d'une induction magnétique importante ; à son tour, il développe une certaine force attractive capable, par exemple, d'attirer le clou C.

Les extrémités attractives NS d'un aimant s'appellent les pôles ; on distingue le pôle nord et le pôle sud. Cette terminologie voit son origine dans les indications données par l'aiguille d'une boussole, aiguille qui n'est pas autre chose qu'un aimant miniature monté sur un pivot. Lorsqu'on approche deux aimants identiques l'un de l'autre, on s'aperçoit que dans une position ils s'attirent, et que dans l'autre position ils se repoussent.

Les pôles de noms contraires s'attirent ; les pôles de mêmes noms se repoussent.

Ainsi, lorsque dans notre expérience précédente les aimants s'attiraient, c'est que le pôle nord de l'un était en face du pôle sud de l'autre.

Mais, reprenons notre boussole. L'aimant en forme d'aiguille de cette dernière possède la propriété de toujours s'orienter dans la direction Nord-Sud *géographique*. L'extrémité de l'aiguille aimantée indiquant le nord géographique s'appelle le pôle nord de l'aimant ; l'extrémité tournée vers le sud géographique s'appelle le pôle sud de l'aimant. Voilà pour l'explication des noms donnés aux pôles d'un aimant. Mais, nous avons vu que des pôles magnétiques de mêmes noms se repoussent et que des pôles magnétiques de noms contraires s'attirent. Il nous faut donc admettre que le *pôle nord géographique* est un *pôle sud magnétique,* puisqu'il attire *le pôle nord magnétique* de l'aiguille aimantée de notre boussole. Ceci est une simple remarque, une petite incidence, une logique déduction, nullement destinée à vous embrouiller ou à vous... faire perdre le nord !

Si l'on casse un aimant en deux parties, les nouvelles extrémités obtenues forment aussitôt des pôles nord et sud.

Pour conserver longtemps toute sa force attractive à un aimant, il est nécessaire de faciliter le passage des lignes magnétiques d'un pôle à l'autre au moyen d'une pièce en fer quelconque ; cela s'appelle fermer le circuit magnétique. Ainsi, pour conserver longtemps toute sa valeur à l'aimant en fer à cheval de la figure IV-2, on place contre ses pôles

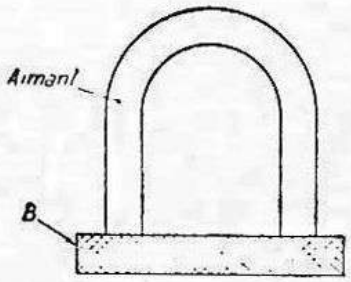


FIG. IV-2

un morceau d'acier doux B fermant le circuit magnétique. Si, pour effectuer une réparation sur un appareil quelconque (ampèremètre, pick-up, haut-parleur, etc.) on est obligé de démonter l'aimant, il faut aussitôt fermer son circuit magnétique par une pièce métallique ferreuse de forme appropriée (en attendant le remontage). La distance séparant les deux pôles d'un aimant s'appelle l'*entrefer*.

Le fer doux se laisse facilement aimanter. Ainsi, le clou B de la figure IV-1 attire bien le clou C tant qu'il est en contact avec l'aimant. Mais, si l'on sépare le clou B de l'aimant, le clou C tombe. Autrement dit, un morceau de fer doux perd rapidement presque toute son aimantation ; la faible aimantation qui subsiste s'appelle magnétisme rémanent. L'acier dur, par contre, s'aimante plus difficilement ; mais lorsqu'un barreau en acier dur est aimanté, il l'est bien ! Un tel barreau conserve la presque totalité de son aimantation première et devient à son tour... un aimant.

L'acier dur n'est pas le seul métal utilisé pour la confection des aimants. On a proposé divers alliages ferreux (avec du carbone, du

cobalt, du tungstène, etc.) présentant des propriétés magnétiques (et de conservation) extrêmement améliorées. Un récent alliage magnétique comporte du fer, de l'étain, de l'aluminium et du cobalt dans des proportions évidemment bien déterminées. De plus, au moment de la coulée de l'alliage, on lui fait subir un traitement magnétique spécial, et l'on obtient le fameux acier « ticonal » utilisé dans la plupart des haut-parleurs actuels.

Un aimant est donc un solide qui, après avoir été soumis à l'action d'un champ magnétique extérieur, produit lui-même un champ magnétique, comme s'il en avait conservé une partie (1). Mais on ignore généralement que le maintien d'un champ magnétique, son entretien, n'exigent fondamentalement aucune dépense d'énergie. Ce fait important est masqué par l'expérience apparemment contraire des champs magnétiques entretenus par le passage d'un courant électrique dans une bobine. Mais cette dépense d'énergie-là sert uniquement à vaincre les frottements internes qui s'opposent au passage du courant dans le conducteur, à vaincre sa résistance, à telle enseigne qu'aujourd'hui, dans une bobine constituée par du supra-conducteur dont la résistance est presque nulle, à la température de l'hélium liquide il est vrai, on provoque, par une opération instantanée, la création d'un champ magnétique qui se maintient ensuite pendant des heures. Ceci n'est possible que parce que le maintien d'un champ magnétique n'exige aucune dépense nouvelle d'énergie.

Bien pénétré de cette idée, on ne trouve plus alors étonnant qu'un aimant permanent puisse maintenir un champ indéfiniment et lui, heureusement, à des températures plus normales. L'entretien du champ magnétique de l'aimant ne nécessite aucune dépense d'énergie si faible soit-elle, de sorte qu'il n'y a aucune raison pour qu'il se décharge à la longue à la façon d'une batterie de voiture qui s'use, du reste, même quand on ne s'en sert pas.

Mais s'il est vrai que l'entretien d'un champ magnétique, une fois celui-ci créé, ne demande aucune dépense d'énergie, il n'en est pas moins vrai que la création d'un champ magnétique exige, elle, une dépense d'énergie. Il n'y aurait pas d'aimant permanent si par chance il n'existait dans la nature des champs magnétiques tout créés. En fait, il en existe en abondance puisque tous les électrons qui, avec les noyaux constituent la matière, possèdent leur champ magnétique : l'énergie magnétique liée aux électrons est donc très répandue dans la nature. Quant à son origine, cela est une autre histoire, liée au problème général de la création. Mais c'est un fait qu'il existe dans la matière, sous quelque forme qu'elle revête, des réserves quasi infinies de champs magnétiques qui, puisque leur entretien n'exige aucune dépense nouvelle d'énergie, se maintiendront jusqu'à la fin des temps, exactement comme la rotation de la Terre sur elle-même, ceci étant dû, nous le répétons, au fait que l'énergie magnétique se conserve inaltérée tout comme l'énergie

(1) Extrait d'une intéressante communication de G. ALLEC, directeur à la société Giffey-Prêtre.

cinétique emmagasinée dans la Terre. La pérennité des champs magnétiques internes et celle de la rotation de la Terre vont au-delà d'une simple comparaison formelle. Tout donne à penser, en effet, que le champ magnétique perpétuel de l'électron est dú à sa rotation sur lui-même, également perpétuelle, à ce qu'on appelle, pour utiliser un terme anglo-saxon, son « spin ».

C'est sans doute au sentiment confus de cette réalité qu'est due l'idée assez répandue qu'un mystère est caché dans l'aimant.

Quoi qu'il en soit de la valeur de cette explication, c'est, nous le répétons, un fait qu'il existe dans la nature des réserves insoupçonnées d'énergie magnétique.

L'histoire des aimants permanents, c'est l'histoire de la domestication de cette énergie, non pas en vue de sa consommation partielle (l'énergie magnétique des spins est en effet indestructible), mais en vue de l'exploitation des champs magnétiques qu'elle crée. En effet, cette énergie magnétique a besoin d'être domestiquée : à l'état vierge, elle est en quelque sorte camouflée dans la matière. C'est que les champs magnétiques corpusculaires se neutralisent les uns les autres, de sorte que ce n'est que très exceptionnellement qu'on rencontre dans la nature une résultante de champ magnétique qui ne soit pas nulle. Tel a été pourtant le cas des premiers aimants permanents : c'est en Grèce, croit-on, au septième siècle avant J.-C., qu'on a relevé le phénomène pour la première fois.

Longtemps, très longtemps, les seuls aimants permanents connus ont été les aimants naturels : la pierre à aimant. Jusqu'au dix-huitième siècle, cette pierre à aimant, l'ancêtre de nos aimants permanents, a été surtout considérée comme une pierre précieuse intéressant les riches collectionneurs, car son prix atteignait, pour les plus grosses d'entre elles, jusqu'à plusieurs millions de nos anciens francs.

Aujourd'hui, on connaît la véritable nature de l'aimant. On sait que son champ magnétique n'est pas le reliquat plus ou moins important du champ magnétique extérieur qui a servi à l'aimanter (comme c'est le cas pour une batterie dont la charge est la quantité d'électricité fournie par un redresseur qui l'a alimentée) ; le champ magnétique d'un aimant, c'est au contraire une fraction plus ou moins grande du champ magnétique interne préexistant dans le solide, libéré par l'action du champ extérieur de saturation et retenu (pour notre plus grand profit) parce que l'architecture interne du solide a été aménagée favorablement au préalable.

Ce n'est que depuis 1935 environ que nous connaissons d'une manière assez précise cette architecture interne favorable, qui évite l'annihilation mutuelle des champs magnétiques corpusculaires et que nous entrevoyons toutes les posibilités de domestication de l'énergie magnétique. Bien que dès aujourd'hui nous sachions fabriquer des aimants permanents incomparablement plus puissants que les premiers aimants naturels, nous devons considérer que nous n'en sommes encore que dans les débuts, en attendant le jour, peut-être plus trop éloigné, où nous nous rendrons maîtres de cette forme d'énergie, en réalisant les architectures les plus

convenables grâce aux moyens modernes puissants d'action sur la matière tels, par exemple, les bombardements neutroniques que nous commençons à maîtriser.

Les forces développées par un aimant sont représentées *symboliquement* par des lignes, dites lignes de force, se dirigeant de l'extérieur de l'aimant du pôle nord au pôle sud. Il existe néanmoins un procédé simple permettant de *matérialiser* ces lignes de force. Voici comment on procède :

Sur une table, plaçons un aimant, un barreau droit par exemple : recouvrons l'aimant à l'aide d'une feuille de papier épais parfaitement plat et lisse. Puis, à l'aide d'un petit tamis, laissons tomber sur le papier une pluie de limaille de fer. Enfin, frappons quelques petits coups sur la feuille de papier au moyen d'une règle. A chaque coup, nous verrons les grains de limaille se déplacer, s'orienter et s'aligner pour constituer un dessin curieux que l'on a baptisé du nom de « fantôme magnétique ». En vérité, ce dessin représenté sur notre figure IV-3, est constitué par

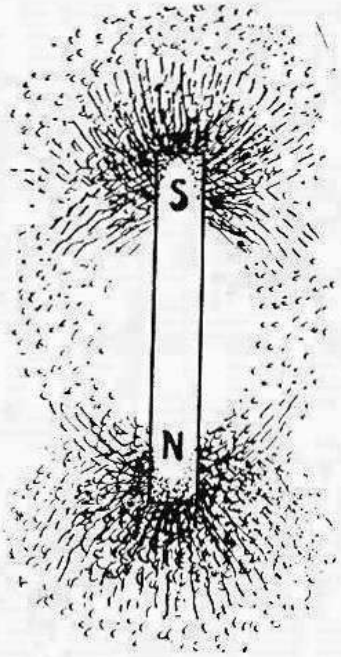


FIG. IV-3

une série de lignes courbes formées par la limaille de fer en suivant les lignes de force et en matérialisant ces dernières. Comme on peut en juger, ces lignes de forces vont d'un pôle à l'autre et elles sont parfaitement symétriques.

Nous pouvons reprendre la même expérience avec deux aimants droits. Ainsi, sur la figure IV-4, nous voyons bien que deux pôles de noms contraires s'attirent. Certes, il est facile de le vérifier... « avec

les mains », comme disent les Méridionaux ! Mais ici, nous *voyons* cette forte densité de lignes de force allant du pôle nord d'un aimant au pôle sud de l'autre aimant.

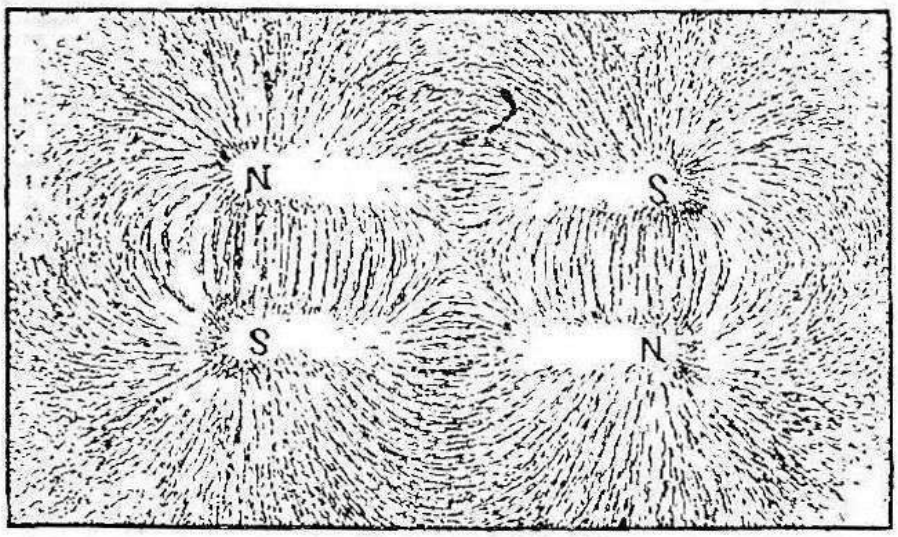


FIG. IV-4

Demi-tour à l'un des aimants et recommençons l'expérience. On constatera alors que les lignes de forces issues de chaque barreau se repoussent violemment mutuellement (fig. IV-5).

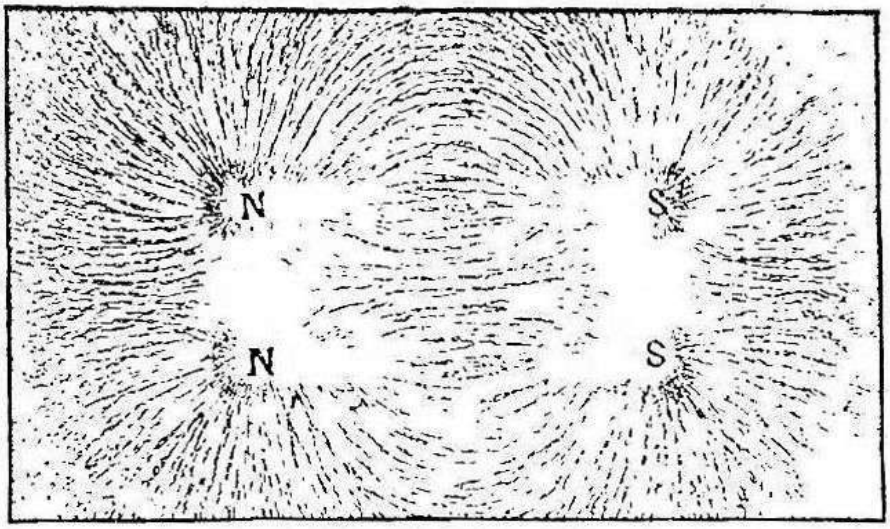


FIG. IV-5

Après ces matérialisations spectaculaires de lignes de force et de champ magnétique, il nous faut revenir aux choses plus arides, mais combien importantes, qui sont les définitions et les unités.

L'intensité de champ magnétique est le nombre de lignes de force traversant une surface de 1 centimètre carré placée perpendiculairement à la direction desdites lignes de force. Tout comme l'intensité

électrique est désignée par la lettre I, l'intensité de champ magnétique est représentée par la lettre H (en capitale cursive), et son unité de mesure est le *œrsted.* Il y a quelques années, cette unité s'appelait le *gauss ;* nous tenons à le préciser, car on emploie souvent encore l'ancien nom (le *gauss* est maintenant réservé à l'*induction,* comme nous le verrons au paragraphe suivant).

Le total des lignes de force, sur toute la surface embrassée, s'appelle le *flux magnétique.* Il est représenté par la lettre grecque Φ (phi), et son unité de mesure est le *maxwell.*

Nous avons donc :

$$H = \frac{\Phi}{S}$$

et

$$\Phi = H \times S$$

S étant la surface en centimètres carrés, H en œrsteds, et Φ en maxwells. Il s'agit là d'unités *pratiques* couramment employées.

Dans le système d'unités MKSA (mètre, kilogramme, seconde, ampère), l'unité de champ magnétique se nomme *ampère par mètre* (A/m) ; certains auteurs écrivent aussi *ampère tour par mètre* (At/m).

De toutes façons, il convient de savoir que :

1 ampère tour par mètre = $4\ \pi.10^{-3}$ œrsted ;

1 ampère tour par centimètre = 1,256 œrsted.

Toujours dans le système d'unités MKSA, l'unité de flux magnétique Φ est le *weber.* Pour l'obtention du résultat en weber, il suffit de diviser le résultat en maxwells par 10^8. En effet :

$$1 \text{ weber} = 10^8 \text{ maxwells.}$$

Le *weber* est défini comme étant le flux dont l'annulation en une seconde produit un volt dans une spire induite.

La formule $\Phi = H.S$ vue précédemment est valable avec les unités indiquées (maxwell, œrsted et cm^2) d'une part, et d'autre part, parce que l'on est sensé opérer dans le vide ou l'air où le coefficient de perméabilité (qui sera défini plus loin) est égal à 1. Il est donc possible de ne pas mentionner ce dernier.

Mais dans le système MKSA, le coefficient de perméabilité du vide ou de l'air μ_o est égal à $\frac{4\pi}{10^7}$. Il n'est donc plus possible de supprimer ce coefficient et la formule précédente devient :

$$\Phi = H.S.\mu_o$$

$$\text{ou } \Phi = H.S.\frac{4\pi}{10^7}$$

Dans ce cas, on obtient le flux magnétique Φ directement en *webers,* lorsque la surface S est exprimée en *mètre carré* et l'intensité de champ H en *ampère tour par mètre.*

§ 2. — L'électromagnétisme

Un courant électrique circulant dans un conducteur engendre un champ magnétique autour de ce conducteur. Ce champ magnétique peut être décelé au moyen d'une simple boussole. Approchons la boussole du conducteur, puis fermons le circuit électrique : l'aiguille est déviée dès que le courant électrique est établi et tant qu'il circule. Il y a donc bien création d'un champ magnétique (fig. IV-6), champ magnétique cir-

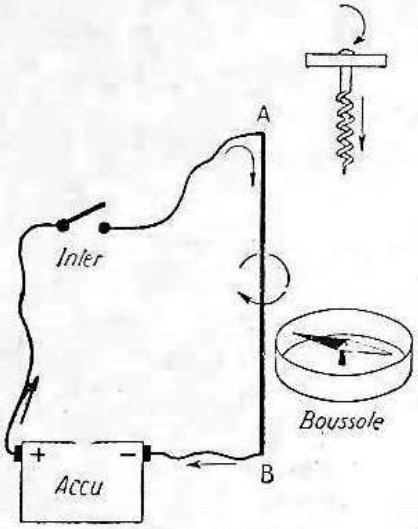


FIG. IV-6

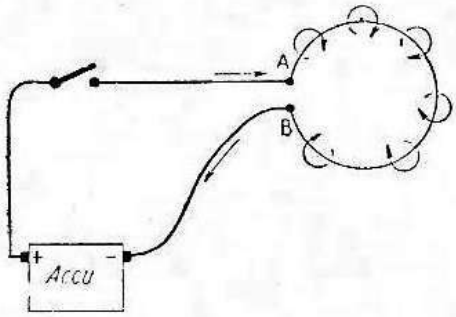


FIG. IV-7

culaire représenté par une flèche autour du conducteur. La direction de ce champ magnétique dépend du sens du courant électrique traversant le conducteur. Pour déterminer la direction du champ, on a conçu la règle du tire-bouchon imaginaire. On suppose faire tourner un tire-bouchon le long du fil de façon à ce qu'il « s'enfonce », à ce qu'il se visse, dans le fil, dans le même sens que le courant électrique y circule (c'est-à-dire dans le sens conventionnel du + au — à l'extérieur de la source). Le sens de rotation du tire-bouchon indique alors la direction du champ magnétique. Le champ est maximum au voisinage du fil et diminue au fur et à mesure que l'on s'en éloigne.

Cette création de champ magnétique au moyen d'un simple conducteur doit être soigneusement notée, car elle provoque parfois des ennuis importants (dans les amplificateurs à gain élevé, notamment). Néanmoins, lorsque l'on désire vraiment créer un champ magnétique relativement intense, on enroule le conducteur sous forme de bobinage. En effet, donnons à notre conducteur AB, la forme d'une simple boucle (spire)... pour commencer, et examinons ce qui se passe (fig. IV-7).

Toutes les flèches représentant la direction du champ magnétique sont dans le même sens et dirigées vers le milieu de la boucle. A l'intérieur de la spire, nous avons donc un champ magnétique concentré ; tandis qu'à l'extérieur de la spire, le champ magnétique est plus faible, les lignes de force étant plus dispersées.

Si l'on réalise plusieurs boucles enroulées les unes à la suite des autres, on obtiendra une bobine dans laquelle toutes les lignes de force

prendront la même direction. En conséquence, plus le nombre de spires sera grand, plus le champ magnétique sera important. Pour trouver la direction du champ magnétique dans la bobine, nous reprendrons la règle du tire-bouchon (fig. IV-8). Nous faisons tourner le tire-bouchon dans le même sens que le courant électrique parcourant les spires de la bobine (sens conventionnel du + au —). Le tire-bouchon se déplace transversalement, puisqu'il se visse imaginairement dans la bobine ; ce sens de déplacement transversal indique la direction du champ magnétique à l'*intérieur* de la bobine (de gauche à droite, sur notre figure IV-8). Il est donc possible de déterminer les pôles N et S de la bobine.

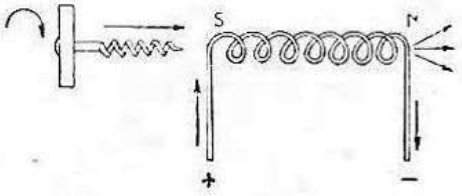


FIG. IV-8

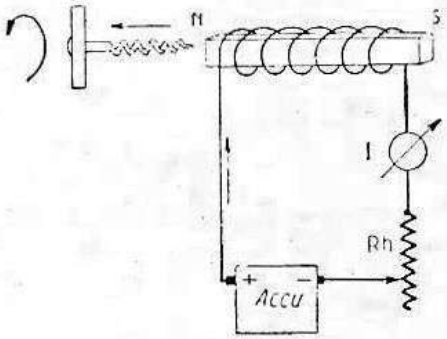


FIG. IV-9

L'intensité magnétique du champ créé par une bobine est fonction du nombre de tours de cette bobine ; nous avons déjà vu pourquoi il en était ainsi. Mais l'intensité magnétique du champ est également fonction de l'intensité électrique parcourant les spires du bobinage. Plus l'intensité électrique augmente, plus le champ magnétique est important. Le nombre de tours d'une bobine et le nombre d'ampères la traversant sont donc des caractéristiques essentielles. Aussi a-t-on créé la notion d'*ampères-tours* qui est l'une des caractéristiques principales d'une bobine : c'est tout simplement le produit de l'intensité en *ampères* et du nombre de *tours*.

Et maintenant, introduisons une barre de fer à l'intérieur de la bobine (fig. IV-9). Cette barre de fer va « être aimantée par le champ magnétique » ; plus techniquement, cette barre de fer est le siège d'une induction magnétique. En fait, les lignes de force sont déviées et concentrées dans la barre de fer, parce qu'elles y trouvent un passage plus facile. Cette barre de fer porte le nom de *noyau magnétique* et l'on détermine ses polarités nord et sud toujours par la règle du tire-bouchon. Dans certains cas, ce bobinage à fer porte le nom d'électro-aimant.

L'augmentation des lignes de force est conditionnée par la qualité magnétique du métal (fer ou alliage ferreux) constituant le noyau ; cette qualité s'appelle la *perméabilité magnétique* et se désigne dans les formules par la lettre grecque μ (mu).

L'*induction magnétique* est donc le nombre de lignes de force par centimètre carré de section du noyau ; elle se désigne par la lettre B (capitale cursive) et s'exprime en *gauss*.

Nous devons donc nous souvenir que l'induction magnétique est égale au champ magnétique multiplié par le coefficient de perméabilité du noyau. Ce qui s'écrit :

$$B = H \times \mu$$

De cette formule, il découle que :

$$H = \frac{B}{\mu}$$

et que :

$$\mu = \frac{B}{H}$$

A l'induction B, correspond le *flux d'induction* Φ_b à travers la surface S ; et nous avons également :

$$\Phi_b = B.S. = \mu\ H.S.$$

Pour toutes ces formules, nous avons B en gauss, H en œrsteds et Φ_b en maxwells.

Dans ces formules, le coefficient de perméabilité μ intervient. C'est celui du métal considéré, et c'est aussi le coefficient μ que l'on trouve publié dans les tables.

Avec les unités du système MKSA, pour le métal considéré, on doit employer le coefficient de perméabilité μ_r (et non pas μ). Ce coefficient de perméabilité μ_r est égal au coefficient μ (indiqué par les tables) multiplié par le coefficient de perméabilité du vide μ_o, soit $\frac{4\pi}{10^7}$.

On a donc :

$$\mu_r = \mu . \mu_o$$

ou

$$\mu_r = \frac{4\pi\mu}{10^7}$$

Dans ce système d'unités, la relation se rapportant au flux d'induction devient donc :

$$\Phi_b = \mu_r\ H.S.$$

On obtient alors le flux magnétique d'induction Φ_b directement en *webers*, lorsque la surface S est exprimée en *mètre carré*, l'intensité de champ H en *ampère tour par mètre*, et avec μ_r déterminé comme nous l'avons dit.

Partant, il est évident que l'on a aussi :

$$B = \mu_r\ H$$

avec H en *ampère tour par mètre* et B en *teslas*, le *tesla* étant l'unité d'induction magnétique du système MKSA.

En passant, notons que :

$$1 \text{ tesla} = 10^4 \text{ gauss.}$$

Sur notre figure IV-9, nous avons réalisé l'alimentation du bobinage en intercalant un ampèremètre I destiné à mesurer l'intensité électrique et une résistance variable, ou rhéostat Rh, permettant de faire varier cette intensité.

Au fur et à mesure que l'on augmente cette intensité électrique, on s'aperçoit que l'induction magnétique devient de plus en plus grande. Ce qui se vérifie facilement à l'aide d'une boussole : Plus l'induction est importante, plus l'action du champ magnétique sur l'aiguille de la boussole se fera sentir à une distance plus grande du noyau de la bobine.

Cependant, si nous continuons à augmenter l'intensité électrique, nous nous apercevons, qu'à partir et au-dessus d'un nombre d'ampères donné, le champ magnétique, lui, n'augmente plus. Pour la section du noyau utilisé, ce dernier est saturé ; il ne saurait admettre davantage de lignes de force. On dit qu'il y a *saturation magnétique.*

§ 3. — Courant induit

Nous avons vu comment il est possible d'obtenir un champ magnétique à l'aide du courant électrique : électro-aimant. Nous dirons maintenant que l'on peut créer un courant électrique à l'aide d'un champ magnétique. Le prénomène est donc réversible. Cette génération de courant électrique fut constatée pour la première fois en France par Arago.

Prenons une bobine comportant un assez grand nombre de tours, de façon à ce que le phénomène soit plus sensible. Puis, fermons les deux extrémités de cette bobine sur un galvanomètre G (fig. IV-10). Ensuite,

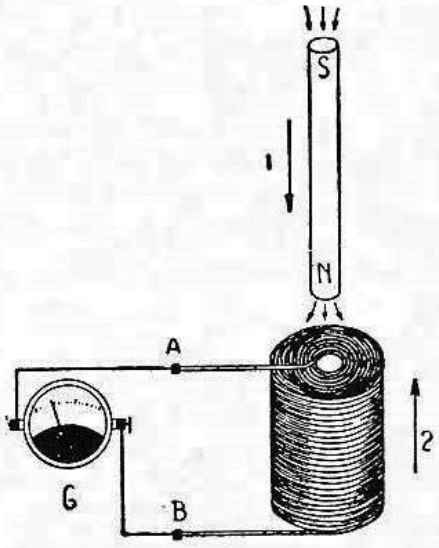


FIG. IV-10

introduisons rapidement, à l'intérieur de la bobine, le barreau aimanté NS (sens de déplacement donné par la flèche 1) : durant ce déplacement, on observe une déviation de l'aiguille du galvanomètre, cette aiguille revenant aussitôt à sa position initiale dès que l'aimant est entièrement

enfoncé dans la bobine. D'ores et déjà, nous pouvons tirer les premières conclusions suivantes :

a) L'introduction brusque de l'aimant a provoqué le passage d'un courant dans la bobine : *courant induit ;*

b) Pour qu'il y ait *courant induit,* il ne suffit pas que la bobine soit traversée par le champ magnétique (cas de l'aimant enfoncé dans la bobine, mais immobile), il faut aussi que ce champ magnétique soit variable (déplacement de l'aimant).

Poursuivons notre expérience. L'aimant étant enfoncé dans la bobine, retirons-le brusquement (sens de déplacement donné par la flèche 2). Il va donc encore se produire un courant induit dans la bobine, puisque le champ magnétique va de nouveau varier ; mais, cette fois, on s'apercevra que la déviation de l'aiguille est de sens contraire à celui que nous avions observé lors de l'enfoncement de l'aimant.

Nouvelle conclusion : Pour un pôle donné, le pôle nord dans notre expérience, le sens du courant induit peut être déterminé par la loi de Lenz qui dit que :

« Le champ créé par le courant induit tend à s'opposer à la cause qui lui a donné naissance. » Expliquons cela plus simplement et reprenons notre première expérience : sens de déplacement de la flèche 1

Pour que le courant induit s'oppose à ce déplacement de l'aimant, il faudra donc que ledit courant provoque un pôle nord au sommet de la bobine. Pôle nord au sommet de la bobine en face du pôle nord de l'aimant : deux pôles de mêmes noms se repoussant, il y aura bien opposition au déplacement désiré. Le pôle nord du champ créé par le courant induit devant être au sommet de la bobine, appliquons la règle du tire-bouchon vue précédemment, nous voyons que le courant induit dans ce cas, va de B vers A à l'intérieur de la bobine.

En reprenant les mêmes considérations lorsque l'on retire l'aimant (flèche 2), on voit que le courant induit va de A vers B à l'intérieur de la bobine.

Pour bien fixer nos idées, souvenons-nous bien que l'intensité du courant induit dépend des points suivants :

a) Vitesse avec laquelle le champ magnétique générateur varie ;

b) Intensité du champ magnétique ;

c) Nombre de spires de la bobine induite.

Mais, souvenons-nous aussi que même avec une bobine au nombre de tours imposant placée dans un champ magnétique violent, il n'y aura aucun courant induit tant que la valeur de ce champ ne variera pas par un procédé quelconque.

Aussi, en sommes-nous amenés à énoncer la loi générale régissant tous les phénomènes d'induction :

« Toute variation de flux magnétique à l'intérieur d'un circuit provoque une force électromotrice proportionnelle à la variation de flux dans l'unité de temps, et le sens de cette force électromotrice induite est tel que le courant tend à s'opposer à la variation du flux inducteur. »

Cette loi est générale et reste applicable dans tous les cas d'induction,

et notamment quelle que soit la *cause* qui provoque la variation du flux. En effet, pour faire varier le champ magnétique il y a d'autres procédés que celui illustré sur la figure IV-10 : déplacement de l'aimant.

Nous pouvons d'ailleurs reprendre toutes les expériences précédentes en remplaçant l'aimant par un électro-aimant : il nous suffira alors de déplacer l'électro-aimant. Toutefois, nous allons bien utiliser un électro-aimant, mais nous ne le déplacerons pas ; il sera fixé par rapport à la bobine induite. Et nous allons montrer qu'il y a d'autres procédés pour provoquer des variations de champ magnétique (fig. IV-11).

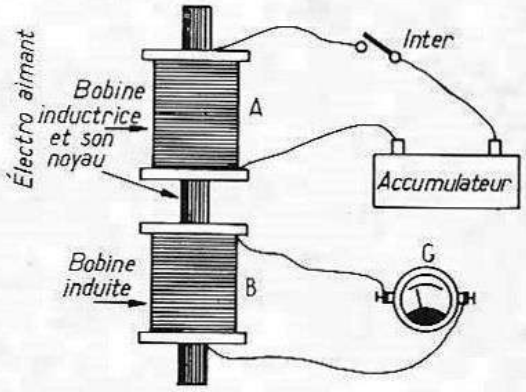


FIG. IV-11

En effet, avec ce montage expérimental, nous pouvons constater que :

a) Au moment de la fermeture de l'interrupteur, le galvanomètre G indiquera le passage d'un courant induit dont le sens voudrait s'opposer à l'établissement du flux inducteur.

b) Après l'établissement du flux magnétique, l'aiguille du galvanomètre revient à zéro. En fait, le flux est maximum, mais il ne varie pas ; il a varié uniquement à la fermeture de l'interrupteur où il est passé de zéro à son maximum. Voilà donc un autre procédé de variation du flux magnétique.

c) Une autre variation de flux peut se produire en ouvrant l'interrupteur : le flux passera rapidement de son maximum à zéro. Ouvrons donc cet interrupteur. L'aiguille du galvanomètre dévie de nouveau, indiquant un sens du courant induit contraire au sens précédemment observé ; en effet, maintenant, le sens du courant induit voudrait renforcer le flux magnétique qui « tombe » vers zéro.

La bobine A s'appelle bobine inductrice, ou inducteur, ou primaire ; la bobine B se nomme bobine induite, ou induit, ou secondaire.

Cette expérience nous montre la possibilité de faire passer de l'énergie, depuis un circuit primaire, dans un circuit secondaire, sans autre liaison que le couplage des deux bobines par le flux magnétique. C'est l'induction mutuelle.

Pratiquement, l'interrupteur Int. est remplacé par un rupteur mécanique (ou automatique : trembleur).

Un autre procédé engendrant une variation de flux consiste à alimenter le circuit primaire, non pas en courant continu, mais en *courant*

alternatif. Ce dernier étant un courant qui change de sens, par nature, plusieurs fois par seconde, il y aura donc variation du flux inducteur plusieurs fois par seconde également ; et l'on pourra supprimer le rupteur du circuit primaire. Nous en reparlerons en temps utile.

§ 4. — Self-induction

Considérons maintenant un circuit unique, une bobine seule traversée par un courant variable (dû à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur), et intercalons un galvanomètre G (fig. IV-12).

Par coefficient de self-induction d'une bobine, ou plus couramment par self-induction, on entend la propriété de cette bobine de s'induire elle-même, c'est-à-dire de créer dans ses spires une force électromotrice d'auto-induction lorsque ladite bobine est parcourue par une intensité variable (nécessaire à la variation de flux requis).

En effet, dans le montage de la figure IV-12, fermons l'interrupteur. Nous constatons que l'aiguille du galvanomètre G mesurant l'intensité du circuit, mettra un certain temps pour atteindre sa position d'équilibre ; ce qui indique que l'intensité ne peut pas atteindre immédiate-

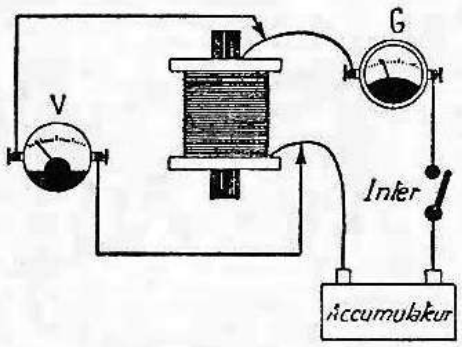


FIG. IV-12

ment sa valeur normale. C'est que l'établissement du flux magnétique provoque une force électromotrice qui est de sens opposé à celle de l'accumulateur (ou de la source, en général). C'est la force électromotrice d'auto-induction ou de self-induction.

Ouvrons l'interrupteur maintenant. L'aiguille du voltmètre V qui indiquait la tension appliquée aux bornes de la bobine, va faire un écart brusque et important vers la droite, montrant qu'une forte augmentation de tension s'est produite aux bornes de la bobine ; puis l'aiguille de V retombera rapidement à zéro, évidemment. Cette fois, la suppression du flux engendre une force électromotrice de self-induction dont le sens du courant est le même que celui de la source. Plus la rupture sera rapide, plus la tension induite sera élevée (beaucoup plus élevée que la tension induite au moment de la fermeture du circuit). Cette tension induite à la rupture se traduit d'ailleurs, outre la déviation brusque déjà indiquée du voltmètre, par une forte étincelle entre les plots de l'interrupteur. On peut faire une analogie entre cette étincelle de rupture et un coup de bélier dans une conduite d'eau lorsqu'on coupe brutalement la circulation.

L'unité de self-induction est le henry (en abrégé H). Le henry est le coefficient de self-induction d'une bobine lorsqu'une variation de 1 ampère de l'intensité qui la traverse en une seconde provoque une force électromotrice induite de 1 volt.

Outre le henry, on utilise également les deux sous-multiples suivants :

— le millihenry (mH), soit 0,001 H ;

— et le microhenry (μH), soit 0,000 001 H.

§ 5. — Quelques applications de l'électromagnétisme

Une application courante de l'électromagnétisme est la vulgaire sonnerie électrique. Bien connue de tous, nous ne nous arrêterons pas sur son fonctionnement.

Citons ausi les électro-aimants de levage équipant certaines grues.

N'oublions pas les relais. Un faible courant est envoyé dans une bobine laquelle attire alors une armature mobile ; cette dernière peut être chargée des fonctions les plus diverses : fermeture ou ouverture de circuit (s) à intensité élevée, inversions, commutations multiples sur de nombreux circuits, etc.

Nous arrêterons ici ces quelques rappels donnés uniquement pour fixer les idées ; en fait, les applications de l'électromagnétisme sont extrêmement nombreuses et nous ne pouvons les citer toutes. D'ailleurs, dans la suite de ce cours plus spécialement consacré à la radio, nous rencontrerons encore d'autres applications de l'électromagnétisme dont, notamment, tous les circuits couplés, accordés ou non (à induction mutuelle), sans oublier les transformateurs, les écouteurs, les haut-parleurs, etc. Nous y reviendrons en temps utile ; mais, c'est dire toute l'importance des paragraphes précédents.

Pour l'instant, nous allons nous occuper d'une seule application des lois de l'électromagnétisme : *les instruments de mesure.* Nous verrons successivement les appareils à cadre (les plus répandus actuellement) et les appareils à fer doux.

APPAREILS DE MESURE A CADRE MOBILE

Le principe de cette catégorie d'instruments de mesure est le suivant : Tout conducteur traversé par un courant électrique, placé dans un champ magnétique, est le siège d'une force (dite force de Lorentz) tendant à déplacer ce conducteur. Cette force est proportionnelle à l'intensité du champ magnétique et à l'intensité électrique traversant le conducteur.

Dans un appareil de mesure, le champ magnétique est constant : il est fourni par un aimant permanent. La force de déplacement sera donc uniquement proportionnelle à l'intensité électrique traversant le conducteur. D'autre part, ledit conducteur est enroulé selon une bobine rectangulaire rotative, dite *cadre ;* la force de déplacement provoque donc une rotation partielle de la bobine dans l'entrefer de l'aimant, rotation proportionnelle à l'intensité parcourant cette bobine, répétons-

le. La figure IV-13 donne une représentation très simplifiée d'un appareil à cadre mobile. Ce dernier est monté entre deux pivots et peut se mouvoir dans l'entrefer de l'aimant NS (aimant en fer à cheval). En l'absence de courant traversant la bobine, elle est ramenée à sa position de repos (zéro) par deux ressorts en forme de spirale ; ces ressorts servent également à la connexion électrique du cadre mobile. Autrement dit, le courant à mesurer est appliqué aux points fixes A et B.

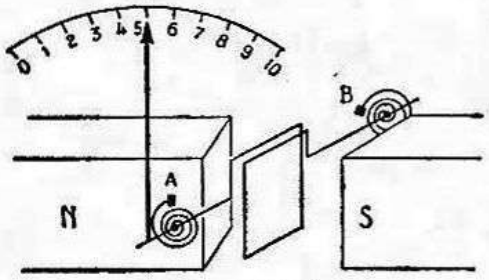


FIG. IV-13

Si l'on ne prenait pas certaines précautions spéciales appelées « amortissement » dans la construction d'un appareil à cadre mobile, au moment d'une mesure l'aiguille oscillerait longuement de part et d'autre de l'indication réelle de lecture ; ceci n'est pas sans inconvénient. Aussi le cadre est-il amorti, et ce, par un procédé électromagnétique. La bobine mobile est enroulée sur un mince cadre *en aluminium* servant de support aux spires ; mais ce cadre métallique forme en même temps une boucle fermée mobile dans un champ magnétique. Le flux traversant cette boucle est variable puisqu'elle tourne et que, par conséquent, la surface présentée au champ magnétique est variable. Aussi cette boucle est-elle le siège d'un courant induit lorsque le cadre se meut, courant induit qui engendre un champ magnétique contraire (loi de Lenz) contrecarrant les oscillations.

APPAREILS DE MESURE A FER DOUX

Ces instruments de mesure portent également le nom d'appareils à répulsion, du fait même de leur principe. La figure IV-14 montre, d'une

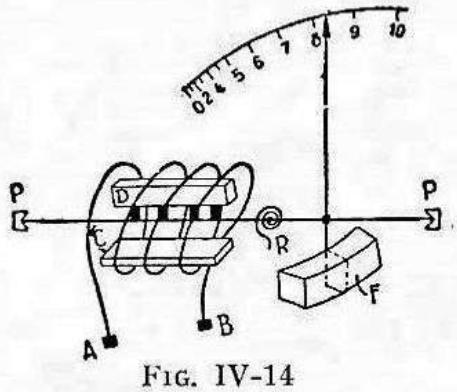


FIG. IV-14

façon très simplifiée, un appareil de cette catégorie. Le courant à mesurer est appliqué aux points A et B et parcourt un bobinage *fixe*. A l'intérieur de ce bobinage, nous avons deux plaques de fer doux, l'une

fixe C, l'autre mobile D puisqu'elle est montée solidaire de l'axe de l'appareil pivotant aux points P. Lorsqu'un courant parcourt la bobine, les plaques de fer doux C et D sont magnétisées de la même façon : le pôle nord de l'une est en face du pôle nord de l'autre ; même remarque pour les pôles sud. Les plaques de fer doux se repoussent ; il y a répulsion et l'axe tourne, entraînant l'aiguille dans son mouvement de rotation.

La graduation du cadran des appareils à fer doux est toujours compressée vers le zéro et étirée à l'autre extrémité (échelle quadratique, dite aussi du second degré).

Un ressort de rappel en forme de spirale R ramène l'aiguille à zéro après une mesure.

Le dispositif d'amortissement repose ici, sur un système pneumatique. L'axe est muni d'une plaquette d'aluminium rectangulaire qui se meut à l'intérieur d'une chambre d'air F, à la manière d'un piston dans un cylindre. La résistance de l'air freine considérablement les oscillations de l'aiguille.

Les appareils à répulsion sont moins utilisés que les appareils à cadre mobile, du moins en radio. En effet, les appareils à répulsion présentent une consommation propre assez élevée ; aussi les utilise-t-on surtout en électricité industrielle En électronique, on emploie presque exclusivement les instruments à cadre mobile.

MESURE DES COURANTS

L'appareil destiné à la mesure des intensités porte les noms d'ampèremètre, de milliampèremètre, ou de microampèremètre, selon sa sensibilité. Pour mesurer l'intensité dans un circuit, on conçoit donc qu'il faille intercaler l'appareil *en série* dans ce circuit. De plus, avec un appareil à cadre mobile, il convient de respecter la polarité + et —, afin qu'il soit traversé par le courant dans le sens convenable, voir figure IV-15.

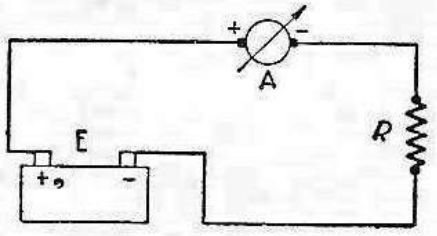


FIG. IV-15

Sans appareil de mesure, il est possible de calculer l'intensité I parcourant le circuit en divisant la tension E de la source par la valeur R de la résistance d'utilisation : $I = \frac{E}{R}$.

Mais, supposons que l'on intercale un ampèremètre A de résistance

interne propre égale à r, la résistance totale du circuit devient alors $R + r$; et l'intensité mesurée est : $I = \frac{E}{R + r}$.

L'intensité de mesure sera donc différente de l'intensité réelle passant normalement (sans instrument de mesure) dans la résistance R.

En conséquence, pour des mesures précises d'intensités, il importe que la résistance interne propre de l'ampèremètre soit aussi petite que possible, et en tous cas, négligeable par rapport à la résistance normale du circuit d'utilisation.

Il arrive fréquemment que l'on ait à mesurer une intensité supérieure à celle permise par l'ampèremètre ; exemple : mesure d'une intensité pouvant atteindre 100 mA à l'aide d'un milliampèremètre de déviation totale pour 10 mA seulement. Dans des cas semblables, *on shunte* l'appareil de mesure ; on monte en parallèle sur ses bornes, une résistance-shunt Rs (fig. IV-16) de valeur telle qu'elle laisse écouler l'intensité excédentaire, soit 90 mA dans l'exemple choisi.

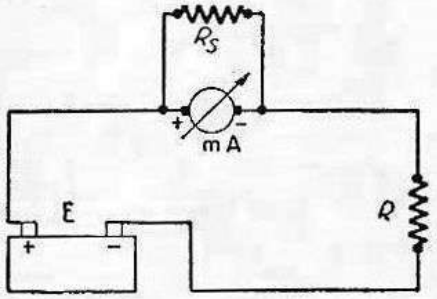


FIG. IV-16

Comment calculer une résistance-shunt ?

Faisons le rapport des intensités maxima passant dans le milliampèremètre et dans son shunt ; nous avons : $\frac{10 \text{ mA}}{90 \text{ mA}} = \frac{1}{9}$.

Pour satisfaire cette condition, la résistance du shunt devra donc être neuf fois plus faible que celle du milliampèremètre. Très souvent, la résistance interne d'un appareil à cadre est inscrite sur son cadran ; dans le modèle à notre disposition, la résistance interne indiquée est de 45 ohms. La résistance du shunt dans l'exemple choisi sera donc :

$$Rs = \frac{45}{9} = 5 \text{ ohms}$$

Si la résistance interne du cadre mobile n'est pas mentionnée sur l'appareil, il faudrait la mesurer avec un ohmmètre précis, ou encore la calculer comme suit :

A l'aide d'un voltmètre précis, on mesure la tension aux bornes + et — de l'ampèremètre au moment de sa déviation totale. Dans notre exem-

ple, pour la déviation de 10 mA, nous aurions 0,45 V ; il est alors facile de calculer la résistance propre de l'ampèremètre par simple application de la loi l'Ohm. Nous avons :

$$R_{ma} = \frac{E}{I} = \frac{0{,}45\ V}{0{,}01\ A} = 45\ \Omega$$

Pour déterminer la valeur du shunt, on procède alors comme précédemment.

Mais, on peut dire aussi que la résistance shunt sera branchée aux bornes d'une tension de 0,45 V et que dans ces conditions, l'intensité la traversant devra être de 90 mA, soit 0,09 A. On calcule alors la valeur du shunt directement :

$$Rs = \frac{E}{I} = \frac{0{,}45}{0{,}09} = 5\ \Omega$$

Avec notre shunt ainsi réalisé, il faudra donc multiplier par 10 les lectures faites sur le cadran pour connaître l'intensité réelle traversant le circuit.

MESURE DES TENSIONS

L'appareil destiné à la mesure des tensions porte le nom de voltmètre; il se branche en parallèle sur la tension à mesurer.

C'est ainsi que sur la figure IV-17, nous avons un circuit composé de deux résistances, R_1 et R_2. Tandis que l'ampèremètre A, monté en série, mesure l'intensité parcourant ce circuit, le voltmètre V mesure la tension aux bornes de la résistance R_2.

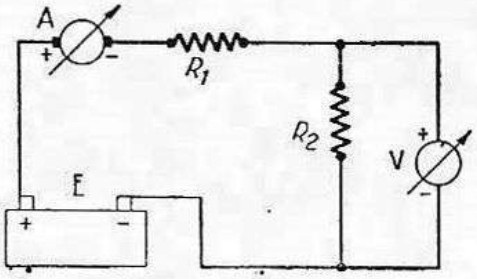


FIG. IV-17

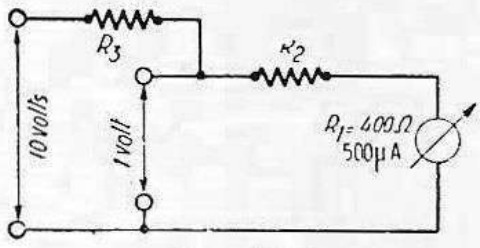


FIG. IV-18

On conçoit aisément que si l'on ne veut pas que le branchement du voltmètre ne perturbe le circuit, il est nécessaire que sa résistance interne propre soit *extrêmement grande*. Pour réaliser cette condition, on emploie un appareil à cadre très sensible, un microampèremètre de déviation totale pour 500 µA par exemple, et l'on monte une ou plusieurs résistances auxiliaires en série ; l'ensemble prend alors le nom de voltmètre. Eclairons notre lanterne par un exemple pratique.

Nous avons un microampèremètre de 500 µA dont la résistance propre du cadre mobile est de 400 Ω. D'après la loi d'Ohm, calculons la tension qui fera dévier entièrement l'aiguille de notre instrument :

$$E = R\,I = 400 \times 0{,}000\,5 = 0{,}2\ V$$

C'est évidemment peu ! Pour que l'aiguille dévie totalement pour 1 V, il nous faudra ajouter une résistance en série avec l'appareil. Calculons la résistance de l'ensemble R_1 (résistance du cadre) + R_2 (résistance série auxiliaire) ; voir figure IV-18. Nous avons :

$$R_1 + R_2 = \frac{E}{I} = \frac{1}{0{,}000\,5} = 2\,000\ \Omega$$

R_1 étant égale à 400 Ω, nous aurons donc :

$$R_2 = 2\,000 - 400 = 1\,600\ \Omega$$

Pour mesurer 1 V, la résistance de l'ensemble « voltmètre » était de 2 000 Ω ; c'est la caractéristique de notre réalisation. La résistance par volt d'un voltmètre est en quelque sorte un chiffre cotant la qualité de l'appareil ; cette résistance doit être la plus élevée possible. On construit industriellement des appareils présentant une résistance par volt de l'ordre de 10 000 et même 20 000 ohms, très couramment.

La résistance par volt permet en outre de calculer rapidement et d'établir d'autres échelles de lecture pour un voltmètre donné. Revenons à notre figure IV-18 et supposons que l'on veuille réaliser une échelle permettant de lire de 0 à 10 V. Il nous faudra ajouter la résistance R_3... qui devra chuter 10 — 1 = 9 V. A 2 000 Ω par volt, nous avons $R_3 = 2\,000 \times 9 = 18\,000\ \Omega$.

Travail extrêmement facile que nous pouvons poursuivre pour des échelles allant à 50, à 150, à 500 V, etc. Il suffira de faire, par ailleurs, les graduations correspondantes pour chaque échelle sur le cadran. C'est le principe des « contrôleurs universels » très répandus.

Lorsque l'on a à mesurer une tension inconnue, même au point de vue ordre de grandeur, il faut toujours placer le voltmètre sur une faible sensibilité (0 à 500 V par exemple) et ne passer sur les échelles plus sensibles que par la suite, et si besoin est. Simple précaution dans le but d'éviter la destruction irrémédiable de l'équipage mobile de l'appareil à cadre.

APPAREILS THERMIQUES

Nous nous excusons immédiatement de faire une légère entorse à notre classification. Nous voulons parler maintenant des appareils de mesure thermiques, et nous en parlerons uniquement pour être complets au point de vue instruments de mesure classiques. Car nous vous demandons de bien vouloir noter immédiatement que cette catégorie d'appareils ne repose absolument sur aucun principe magnétique ou électromagnétique. Voilà l'entorse !

Le principe de ces appareils est très simple ; voir figure IV-19. Le courant à mesurer est appliqué en A et B ; entre les points fixes P_1 et P_2, un fil fin résistant C est tendu (P_2 étant muni d'une vis de réglage pour la tension de ce fil). Par le passage du courant, le fil C s'échauffe et se dilate proportionnellement au carré de l'intensité. Un fil de soie F, fixé au fil C, passe autour de la poulie D et est rappelé par le ressort R

maintenu au point fixe P_3. Du fait de l'allongement du fil C, la poulie D va donc tourner et entraîner l'aiguille.

On remarquera qu'il s'agit aussi d'un appareil du second degré, graduation quadratique comprimée vers le zéro.

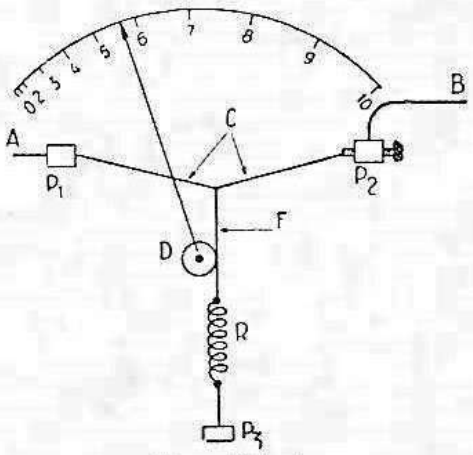


FIG. IV-19

Les appareils thermiques ne sont pas très précis. Ils fonctionnent directement, sans redresseur auxiliaire, aussi bien sur le courant continu que sur le courant alternatif. Toutefois, on utilise surtout les appareils thermiques comme ampèremètre ou milliampèremètre dans la mesure des courants alternatifs à fréquence élevée (courants HF).

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 12. — On dispose d'un aimant fournissant un flux de 90 000 maxwells. Quelle est l'induction de cet aimant, sachant que la section du barreau est de 1 500 millimètres carrés.

Problème n° 13. — On dispose des deux électro-aimants suivants :

Electro-aimant A : 5 000 tours, résistance propre 200 Ω.

Electro-aimant B : 6 250 tours, résistance propre 250 Ω.

Ces deux électro-aimants sont alimentés par une source de courant continu d'une tension de 100 V. On demande quel est l'électro-aimant qui délivrera l'intensité de champ magnétique la plus grande, sachant que les qualités des noyaux magnétiques sont équivalentes dans les deux cas.

Problème n° 14. — On dispose des deux circuits suivants :

a) Une résistance de 250 kΩ - 1 W en série avec une autre résistance identique de 250 kΩ - 1 W ;

b) Une résistance de 100 kΩ - 2 W en série avec une autre résistance de 250 kΩ - 0,5 W.

On demande la puissance maximum que pourra dissiper chaque groupement.

Ce problème semble enfantin. En fait, il est surtout extrêmement intéressant et instructif ; car nous nous sommes aperçus que de nombreux lecteurs sont... à côté de la question !

Le schéma des deux circuits est montré sur la figure P-14.

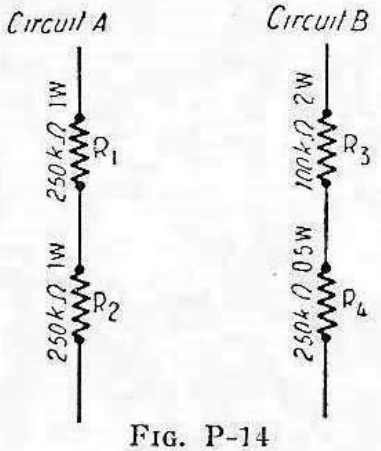


FIG. P-14

Problème n° 15. — Un milliampèremètre à cadre dévie totalement pour 1 mA ; la résistance du cadre est de 200 ohms. On désire que la déviation totale ne se produise que pour 50 mA. Quelle doit être la valeur du shunt nécessaire à cette transformation ?

Problème n° 16. — On dispose d'un voltmètre dont l'échelle la moins sensible permet la mesure jusqu'à 500 V ; dans cette position, la résistance présentée par l'appareil est de 1 mégohm. On désire avec ce voltmètre, mesurer une tension de 3 000 V maximum. Que doit-on faire ?

Problème n° 17. — Nous avons deux circuits représentés sur la figure P-17. Le circuit I comporte deux résistances de 50 000 Ω, le circuit II comporte deux résistances de 45 Ω. Chaque circuit est soumis entre A et B à une tension de 80 V. On demande la *force électromotrice* disponible entre les points C et B.

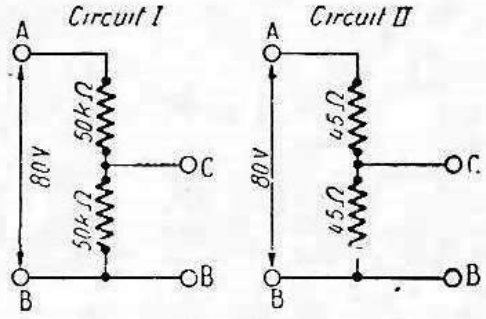


FIG. P-17

Disposant d'un voltmètre d'électricien dont l'échelle va de 0 à 50 V et de résistance interne de 300 Ω par volt, pouvons-nous vérifier nos calculs avec un tel instrument ?

CHAPITRE V

Le courant alternatif

§ 1. — Production du courant alternatif

Le courant électrique dont nous nous sommes occupés jusqu'à maintenant, courant fourni par des piles ou des accumulateurs notamment, s'appelle *courant continu* parce qu'il circule continuellement dans le même sens, d'un pôle de la source vers l'autre pôle.

Le courant alternatif, au contraire, est un courant qui change régulièrement de sens, et ce, plusieurs fois par seconde. Comment produit-on un courant alternatif ? Nous allons l'expliquer d'une façon très simple. Entre les pôles d'un aimant NS (fig. V-1), faisons tourner un enroulement à vitesse constante ; pour la clarté du dessin une seule spire est représentée, mais en réalité l'enroulement comporte plusieurs spires. Etant donné que cet enroulement tourne, la surface qu'il présente aux lignes

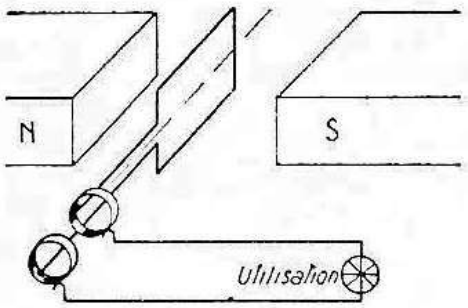


FIG. V-1

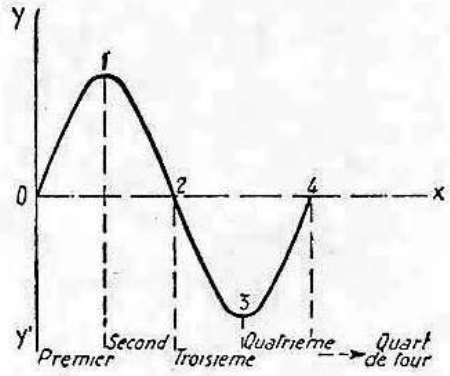


FIG. V-2

de force varie ; la variation des lignes de force traversant l'enroulement produit une tension et un courant induits dans ledit enroulement, qui sont prélevés au moyen de deux bagues collectrices pour l'utilisation extérieure. Le courant induit — alternatif — est dit sinusoïdal, parce qu'il a la forme d'une sinusoïde (voir fig. V-2). Sur l'axe vertical *yy'* sont portées les amplitudes du courant induit (ou de la tension induite) ; sur l'axe horizontal OX, sont portés les temps. Nous avons aussi indiqué les fractions de tour — quart par quart — un tour complet engendrant la variation sinusoïdale complète représentée sur la figure V-2. Sur la

figure V-1, la position de l'enroulement est celle qu'il occupe à la fin du premier quart de tour.

On devine d'ores et déjà l'importance des courants alternatifs en électromagnétisme. Reprenons notre exemple de la bobine inductrice devant induire un courant dans une autre bobine, dite bobine secondaire (fig. IV-11). Il est inutile de déplacer la bobine inductrice pour faire varier le champ magnétique ; il est également inutile de prévoir un interrupteur manuel ou automatique permettant l'arrêt ou le passage du courant inducteur primaire. Les deux bobinages peuvent être absolument fixes, couplés mutuellement : Il suffit d'alimenter la bobine inductrice en courant alternatif ; le champ magnétique variera autant de fois que le courant changera de sens, et en conséquence, un courant induit dans la bobine secondaire prendra naissance et changera, lui aussi, autant de fois de sens. C'est sur ce principe que reposent les transformateurs, les circuits couplés en radio, et une foule d'autres organes.

§ 2. — Mesures en courant alternatif

La figure V-2 nous montre graphiquement la variation d'une tension alternative en fonction du temps ; nous l'avons déjà expliqué. Nous avons représenté un cycle complet 0, 1, 2, 3, 4 de cette variation ; et cette variation est périodique, c'est-à-dire qu'au point 4, la courbe va repartir comme au point 0 et avec la même forme (sinusoïde).

Le temps pendant lequel s'accomplit une variation complète, c'est-à-dire la distance 0-4 mesurée sur l'axe horizontal des temps, s'appelle la *période* du courant alternatif. Durant une période, nous avons donc une alternance ou phase positive 0-1-2, et une alternance ou phase négative 2-3-4. Ce qui constitue un *cycle*. Autrement dit, la période est la durée d'un cycle.

Le nombre de cycles par seconde s'appelle la *fréquence*. La fréquence d'un courant alternatif s'exprime donc en *cycles/seconde* (en abrégé : c/s) ou en *Hertz* (en abrégé : Hz), ces deux unités étant synonymes, équivalentes et s'employant aussi bien l'une pour l'autre (de même que leurs multiples d'ailleurs).

Les multiples couramment utilisés sont le kilocycle/seconde (kc/s) qui vaut 1 000 c/s, et le mégacycle/seconde (Mc/s) qui vaut 1 000 kc/s ou 1 000 000 c/s. On utilise maintenant les termes hertz, kilohertz (1 000 hertz), mégahertz (1 000 000 hertz).

La figure V-3 représente le cycle complet d'une tension alternative. Nous pouvons distinguer plusieurs valeurs de la tension V :

a) La *tension maximum* V_{max} ou tension de crête ; tension mesurée par un voltmètre de crête, certains voltmètres à lampes, et par un oscillographe.

b) La *tension efficace* V_{eff} qui serait la tension du courant continu imaginaire de remplacement susceptible d'accomplir la même quantité de travail dans le même temps ; c'est la tension indiquée par l'aiguille d'un voltmètre ordinaire pour courant alternatif. La tension efficace est égale à la tension maximum multipliée par 0,7.

On a : $V_{eff} = V_{max} \times 0{,}7$ ou $V_{eff} = \dfrac{V_{max}}{\sqrt{2}}$ et $V_{max} = V_{eff} \times 1{,}41 = V_{eff}\sqrt{2}$.

c) La *tension moyenne* V_{moy} ; c'est une notion assez peu usitée que l'on pourrait définir comme suit : tension du courant continu théorique de remplacement qui déplacerait dans le même temps la même quantité d'électricité. La tension moyenne est égale à la tension maximum multipliée par 0,64.

On a : $V_{moy} = V_{max} \times 0{,}64$.

d) On a aussi introduit la notion de *tension instantanée :* V_{inst}. C'est la tension en un point quelconque donné du cycle, *point déterminé par le temps*. Deux exemples sont montrés sur la figure V-3 : V_{inst} 1 au temps t_1 et V_{inst} 2 au temps t_2.

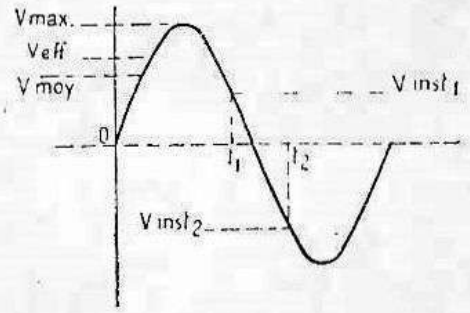


FIG. V-3

Nous attirerons surtout l'attention du lecteur sur la grande différence entre la tension efficace et la tension maximum.

Exemple : La tension du secteur lue sur un voltmètre ordinaire pour courant alternatif est de 220 V. C'est la tension efficace ; c'est la tension de mesure utilisée couramment et dont tout le monde parle.

Ce qui n'empêche pas les crêtes d'atteindre 310 V environ ($V_{max} = V_{eff} \times 1{,}41$).

En ce qui concerne les intensités en courant alternatif, nous avons les mêmes valeurs que pour les tensions, c'est-à-dire intensité maximum, intensité efficace, intensité moyenne (et éventuellement intensité instantanée) ; nous avons les mêmes valeurs, avec les mêmes définitions, et surtout avec les mêmes relations, à savoir :

$$I_{eff} = 0{,}7 \quad I_{max} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{max} = 1{,}41 \; I_{eff} = I_{eff} \cdot \sqrt{2}.$$
$$I_{moy} = 0{,}64 \; I_{max}.$$

Pour terminer ce paragraphe, revenons à la figure V-1 qui représente un générateur extrêmement simplifié de courant alternatif (un alternateur). Faisons tout d'abord tourner cet alternateur à une vitesse cons-

tante donnée. La tension induite disponible est de 100 V et sa fréquence est de 25 c/s.

Doublons la vitesse de rotation. Que deviennent alors la tension induite, la fréquence et la période ? Eh bien, étant donné que la tension induite dépend de la vitesse de variation des lignes de force à travers l'induit, cette tension induite sera doublée et passera à 200 V. La vitesse de rotation doublant, il est évident que la fréquence doublera aussi et sera de 50 c/s. Quant à la période qui, auparavant, était de 1/25 de seconde, elle sera maintenant réduite à 1/50 de seconde.

§ 3. — Propriétés des circuits soumis au courant alternatif

Le lecteur ne doit pas être surpris si nous nous étendons assez longuement sur les courants alternatifs ; en effet, il doit savoir tout de suite que les signaux appelés HF, MF ou BF en radio, signaux que l'on cherche à amplifier le plus possible, ne sont pas autre chose que des courants alternatifs de fréquence plus ou moins grande. Aussi bien, tout ce que nous voyons ici, tous les phénomènes et toutes les propriétés des courants alternatifs, s'appliqueront aussi aux circuits de radio ; c'est dire toute l'importance des leçons sur les courants alternatifs.

Nous avons défini précédemment ce qu'est la *phase* d'un courant alternatif. On dit que deux courants alternatifs sont en phase lorsque leurs valeurs maxima (ou leurs valeurs « zéro ») se produisent au même instant. Ceci est représenté graphiquement sur la figure V-4 par les courbes A et B. Ces courbes peuvent représenter, soit deux courants alternatifs, soit deux tensions alternatives, soit enfin une tension et un courant alternatifs.

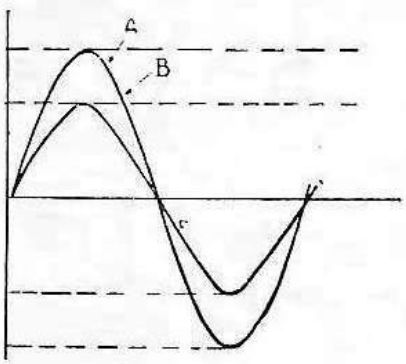


FIG. V-4

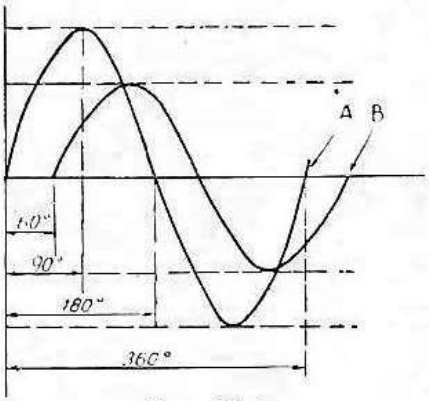


FIG. V-5

Lorsque les valeurs « zéro » (par exemple) ne se produisent pas au même instant, on dit qu'il y a *déphasage*. Ce phénomène est représenté sur la figure V-5 avec les courbes A' et B' qui, comme précédemment, peuvent-être des courants, ou des tensions, ou une tension et un courant alternatifs.

Un cycle complet correspond à un tour complet du générateur qui l'a produit, c'est-à-dire à 360°. Il vient donc immédiatement à l'esprit d'exprimer un déphasage en degrés. C'est ainsi que sur notre figure V-5,

la courbe B' est déphasée de 60° en retard par rapport à la courbe A'. Lorsque le déphasage atteint exactement 180°, on dit *qu'il y a opposition de phase.*

Toutes les relations de la loi d'Ohm et toutes celles qui en découlent, vues en courant continu, restent valables en courant alternatif, *à condition* que les résistances des circuits soient des *résistances pures ;* nous allons voir dans un instant ce que cela signifie. A cette condition, toutes les formules relatives à la tension, à l'intensité, à la puissance, et à la résistance, formules vues au cours des chapitres I et II, restent applicables. Nous ne les répèterons donc pas ici, mais nous préciserons cependant que tension et intensité doivent être exprimées ici en valeurs efficaces. La loi d'Ohm en courant alternatif s'écrit donc :

$$E_{eff} = I_{eff} \times R,$$

R étant une résistance pure, comme nous l'avons dit, c'est-à-dire une résistance se comportant uniquement comme une... résistance et ne présentant aucun coefficient de self-induction. Une résistance pure s'appelle aussi résistance non inductive (ou, en termes impropres, résistance non selfique !). Pratiquement, et en conséquence, on conçoit qu'une résistance au carbone aggloméré puisse être considérée comme une résistance pure, alors qu'une résistance bobinée ne l'est pas.

Lorsqu'on raccorde une bobine à une source de tension alternative, le courant qui s'écoule dans le circuit ainsi réalisé dépend de la *résistance ohmique* de la bobine (résistance mesurée en courant continu) et de l'*effet inductif* de ladite bobine qui s'oppose à la variation de courant (courant alternatif). La résistance globale offerte par une bobine au passage du courant alternatif s'appelle *réactance.*

Avant d'aborder les formules simples se rapportant à cette partie, il convient d'apprendre la définition du terme *pulsation* couramment utilisé en courant alternatif. La pulsation qui se représente dans les formules par ω (oméga minuscule) n'est autre que la fréquence exprimée en cycles/seconde multipliée par 2π (c'est-à-dire : 6,28 environ) ; la pulsation s'exprime en radians/seconde.

On écrit : $\omega = 2\pi F$.

Revenons à notre bobine traversée par un courant alternatif.

Si la résistance ohmique de la bobine est nulle ou négligeable, la réactance est égale à :

$$X_1 = L \cdot \omega$$

La réactance X_1 s'exprime en ohms et s'appelle aussi *inductance ;* on a L, coefficient de self-induction de la bobine en *henrys ;* ω, pulsation comme définie précédemment.

Une résistance parfaitement pure ne produit aucun déphasage de la courbe des intensités par rapport à la courbe des tensions.

Par contre, une bobine parfaite — bobine idéale pratiquement inexistante — décalerait la courbe des intensités de 1/4 de cycle en retard par rapport à la courbe des tensions (déphasage de 90°).

Lorsque la résistance ohmique R du bobinage n'est pas nulle, elle intervient dans le calcul de la réactance qui devient alors :

$$X_1 = \sqrt{L^2\omega^2 + R^2}$$

X_L, réactance en ohms, prenant ici également le nom d'*impédance* ;

L et ω, comme précédemment ;

R, résistance ohmique de l'enroulement en ohms, mesurée en courant continu.

En résumé, la fameuse relation $E = R \cdot I$ du courant continu, devient en courant alternatif :

a) Dans le cas d'une résistance pure :

$$E_{eff} = R \cdot I_{eff}$$

b) Dans le cas d'un bobinage de résistance négligeable :

$$E_{eff} = L \cdot \omega \cdot I_{eff}$$

c) Dans le cas d'un bobinage de résistance non négligeable ou, évidemment, d'un bobinage en série avec une résistance :

$$E_{eff} = I_{eff} \sqrt{L^2\omega^2 + R^2}$$

Nous examinerons le comportement d'un circuit soumis au courant alternatif et comportant un *condensateur*, lorsque nous étudierons ces organes.

En courant alternatif, le calcul des *puissances* s'effectue de la façon suivante :

$$P = E_{eff} \cdot I_{eff}$$

La puissance P s'appelle *puissance apparente* et s'exprime en *volt-ampères*.

Cette puissance devient *puissance réelle* et s'exprime en *watts* si la courbe des I est en phase avec la courbe des E (ce qui est assez rare).

Pour calculer la *puissance réelle* en *watts*, lorsque E et I ne sont pas en phase, il faut appliquer la formule :

$$P = E_{eff} \cdot I_{eff} \cdot \cos \varphi$$

dans laquelle $\cos \varphi$ est le cosinus de l'angle φ du déphasage entre E et I.

§ 4. — Induction mutuelle et coefficient de self-induction

Nous avons déjà parlé de l'induction mutuelle entre deux bobinages au cours du chapitre IV. Nous revenons ici sur cette question, et nous aurons d'ailleurs l'occasion d'y revenir souvent dans ce cours.

On sait que lorsque l'on place une bobine dans le champ magnétique d'une autre nous sommes en présence de *bobines couplées*. Du fait de ce couplage, tout courant variable passant dans la première bobine induit un autre courant dans la seconde. Ce phénomène d'ailleurs parfaitement reversible s'appelle *induction mutuelle*.

En courant continu, nous nous souvenons que le courant inducteur est rendu variable par fermetures et ouvertures successives du circuit. En courant alternatif, il n'y a plus de coupures ! Nous disposons d'un courant essentiellement variable, puisqu'il passe par son maximum, puis s'annule, s'inverse, etc., plusieurs fois par seconde.

Voyons cela pratiquement, figure V-6. Soit la bobine L_2 (secondaire) couplée à la bobine L_1 (primaire) ; cette dernière est alimentée par une source S de courant alternatif. On notera, au passage, la représentation

schématique normalisée d'une source de courant alternatif. Le courant induit dans L_2 de forme alternative également est mis en évidence par l'appareil de mesure G. Ce courant induit existera aussi longtemps que la bobine L_1 sera connectée et alimentée par la source S.

Ce courant induit sera d'autant plus élevé que la bobine L_2 sera traversée par un plus grand nombre de lignes de force issues de la bobine L_1, d'où l'intérêt, très souvent, d'utiliser un noyau magnétique. La tension induite sera également d'autant plus grande que le coefficient de self-induction de la bobine secondaire sera plus élevé d'une part, et que, d'autre part, la variation du courant alternatif inducteur (primaire) s'effectuera dans un temps plus court, autrement dit que la fréquence de ce courant sera plus élevée.

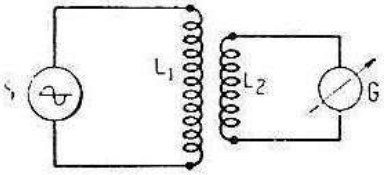
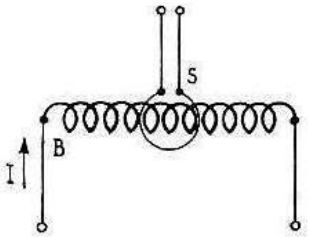


FIG. V-6



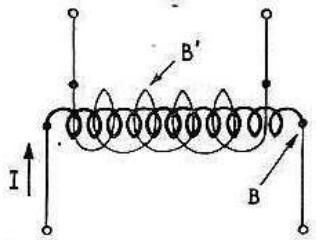


FIG. V-7

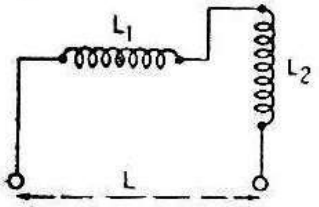


FIG. V-8

Le couplage entre deux bobines est fonction de la distance entre elles et également de leur position respective. Le couplage est maximum lorsque la distance est faible, et lorsque les axes de chaque bobine sont parallèles, et même se confondent. Le couplage devient minimum en augmentant la distance entre les deux bobines et en plaçant les axes des bobines perpendiculaires l'un à l'autre, dans le même plan.

Supposons que l'on ait, sur la bobine B parcourue par un courant I, une spire S enroulée directement sur le fil de B, mais isolée électriquement de ce fil (fig. V-7, à gauche). Elle est traversée par le flux Φ créé par la bobine B ; ce sont les variations de ce flux qui produisent les phénomènes d'induction dans cette spire unique. Au lieu d'une spire, plaçons autour de B une seconde bobine B' présentant un total de N' spires (fig. V-7, à droite). Le même flux Φ, produit par B dû au courant I, va induire chacune des spires de B' ; le flux qui produit l'induction dans B' est donc $N'\Phi$, et nous l'appellerons Φ_2. Tout se passe, en fait, comme si B' était réduit à une seule spire, et le flux d'induction porté à $N'\Phi$.

Nous avons :

$$M = \frac{\Phi_2}{I}$$

M étant le coefficient d'induction mutuelle des deux circuits considérés. Ce coefficient M peut être positif ou négatif suivant les sens respecfifs

des enroulements B et B', le sens des connexions et les positions relatives des bobines.

Passons maintenant aux phénomènes de self-induction. Considérons une des spires de la bobine B prise seule. Cette spire est traversée par le flux Φ, et si Φ varie, il va se produire dans cette spire un courant auto-induit appelé courant de self-induction (autrement dit, une induction du courant sur lui-même). En supposant que le flux conserve sa valeur tout le long de la bobine, il va se produire une self-induction dans les N spires de cette bobine. Le flux de self-induction sera donc $N\Phi$, soit Φ_1.

Nous avons :

$$L = \frac{\Phi_1}{I}$$

L s'appelle le coefficient de self-induction de la bobine considérée ; ce coefficient est toujours positif. Revoir également le paragraphe 4 du précédent chapitre.

Dans le système MKSA, Φ s'exprime en webers, I en ampères, L et M en henrys.

L'*henry* est donc l'unité de coefficient de self-induction (on dit aussi *inductance*) ainsi que l'unité d'induction mutuelle. L'*henry* correspond à une tension induite de 1 volt provoquée par une variation de 1 ampère du courant inducteur dans la bobine primaire (induction mutuelle). On peut dire aussi que 1 henry est l'inductance d'un circuit dans lequel une variation de courant de 1 ampère produit une force électromotrice d'induction propre de 1 volt (self-induction). Enfin, il est encore possible de dire que l'inductance d'une bobine est de 1 henry lorsqu'un courant de 1 ampère produit dans cette bobine un flux de 1 weber.

Rappelons que pour les bobinages de radio, on utilise fréquemment les deux sous-multiples suivants :

le millihenry (mH) ; soit 0,001 H ;

le microhenry (μH) ; soit 0,000 001 H.

Le coefficient de self-induction total de deux bobines montées en série, mais non couplées (fig. V-8), est égal à la somme des coefficients de self-induction :

$$L = L_1 + L_2$$

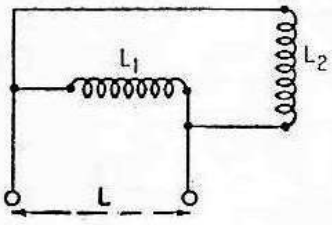


FIG. V-9

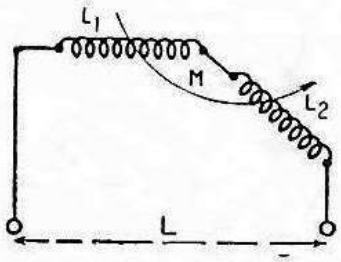


FIG. V-10

Le coefficient de self-induction résultant de deux bobines montées en parallèle, mais non couplées (fig. V-9), est égal au produit divisé par la somme des coefficients de self-induction :

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

La figure V-10 montre deux bobinages de coefficients de self-induction respectifs L_1 et L_2, connectés en série et couplés l'un à l'autre (induction mutuelle M représentée par la flèche). Dans ce cas, le coefficient de self-induction total résultant L est :

$$L = L_1 + L_2 + 2M$$

si le couplage est positif, c'est-à-dire si les deux bobines sont enroulées **dans le même sens ;**

ou

$$L = L_1 + L_2 - 2M$$

si le couplage est négatif, c'est-à-dire si les deux bobines sont enroulées en sens inverse.

§ 5. — Transformateurs

Nous n'entrerons pas ici dans la technique complète du transformateur, ou des divers transformateurs existants. Nous aurons d'ailleurs l'occasion d'en reparler souvent. Mais il nous faut dire que le transformateur est une des principales applications de l'induction mutuelle, pour ne pas dire la plus importante.

Le transformateur est un organe permettant de... transformer une tension alternative donnée en une autre, de même fréquence, mais de tension différente (plus élevée ou plus faible). La figure V-11 montre l'aspect d'un transformateur ; à côté, nous donnons la représentation schématique normalisée (transformateur Tr ; primaire P ; secondaire S ; tension appliquée au primaire E_p ; tension disponible au secondaire E_s).

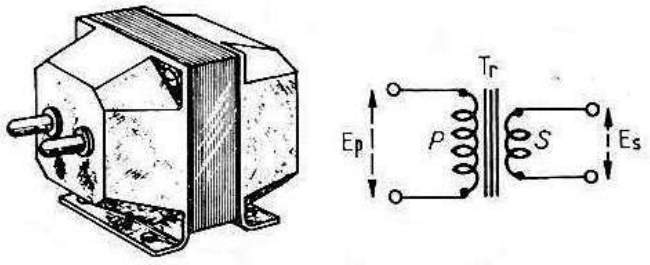


FIG. V-11

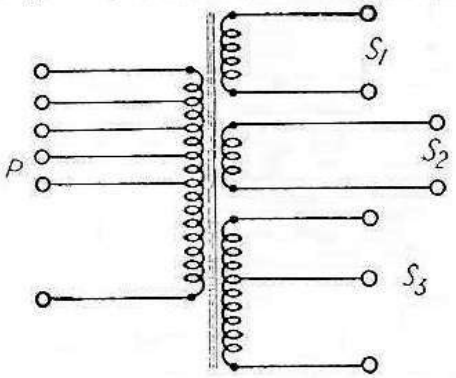


FIG. V-12

Le rapport entre les tensions primaire et secondaire, ou rapport de transformation, est égal au rapport des nombres de tours N_p et N_s du primaire et du secondaire.

Nous avons : $\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s}$

Il est possible de compléter cette relation en mentionnant les intensités primaire et secondaire ; mais celles-ci sont inversement proportionnelles aux tensions. Ce qui signifie que plus la tension disponible au secondaire sera faible, plus on pourra disposer d'une intensité élevée... et inversement. Sous forme de formule, cela s'écrit :

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{E_p}{E_s} = \frac{I_s}{I_p}$$

Ceci est très important dans l'établissement d'un transformateur, notamment pour la détermination des fils constituant les enroulements primaire et secondaire (*section* du fil : on admet 2 à 3 ampères environ par millimètre carré).

La figure V-11 montre un transformateur simple. Disons, pour fixer les idées, qu'il s'agit d'un transformateur de chauffage (alimentation du filament de lampes de radio), donc d'un transformateur abaisseur de tension : $E_p = 110$ V et $E_s = 6{,}3$ V par exemple.

Pratiquement, dans le cas de l'alimentation des récepteurs de radio, le transformateur comporte plusieurs secondaires ; sur la figure V-12, nous avons un transformateur courant comportant un secondaire S_1 pour le chauffage des filaments des tubes, un secondaire S_2 pour le chauffage du filament de la valve redresseuse et un secondaire S_3 à point milieu pour la haute tension. Par ailleurs, le primaire comporte diverses prises correspondant à diverses tensions possibles du réseau d'alimentation. Bien entendu, le primaire doit être établi pour une puissance égale à la *somme* des puissances susceptibles d'être demandées aux divers secondaires ; même remarque en ce qui concerne la section du noyau magnétique (cette section doit être d'autant plus importante que la puissance demandée au transformateur est grande.

§ 6. — Pertes en courant alternatif

Les pertes en courant alternatif peuvent se classer en trois catégories principales :

a) les pertes par résistance ohmique dans le fil ;

b) les pertes par effet pelliculaire ;

c) les pertes par courants de Foucault.

Reprenons cet examen avec un peu plus de détails.

a) Les pertes par résistance ohmique dans le fil sont évidemment les mêmes que celles qui se manifestent en courant continu. Si l'on utilise du fil de section insuffisante, il tendra à s'échauffer et la perte d'énergie est égale à $R \times I_{eff}^2$.

b) Les pertes par effet pelliculaire, ainsi que les suivantes d'ailleurs, sont typiquement dues au courant alternatif. On a remarqué que dans un conducteur parcouru par du courant alternatif, ce dernier circule davantage à la surface du conducteur qu'en son milieu. Cet inconvénient est d'autant plus marqué que la fréquence du courant est importante. Il en découle que la section effective du fil transportant le courant électrique est plus petite que la section mesurée ; la résistance augmentant, on retrouve une autre perte d'énergie venant s'ajouter à la précédente.

Lorsque la fréquence est très élevée (circuits de radio), on réduit ces pertes en employant du *fil divisé* pour la confection des bobinages. En effet, pour accroître la surface d'un conducteur, il faut augmenter son diamètre ; mais cela conduit à la confection de bobines trop volumineuses si elles comportent un nombre de spires élevé. On utilise donc de préférence du fil divisé constitué par un grand nombre de brins toronnés et *isolés* les uns des autres. On obtient ainsi une augmentation importante de la surface conductrice pour un même diamètre du fil constituant le bobinage.

Bien entendu, lorsqu'on soude du fil divisé, à l'entrée et à la sortie d'une bobine, on doit décaper *tous les brins* et les souder tous ensemble ; dans le cas contraire, le remède proposé serait pire que le mal !

c) Tout courant alternatif traversant une bobine donne naissance à un champ magnétique variable ; en conséquence, tout corps conducteur de l'électricité placé dans ce champ variable sera le siège de courants induits ; ce sont les courants de Foucault.

C'est ainsi que si un bobinage comporte un noyau de fer, ce dernier sera le siège de courants de Foucault... et c'est autant d'énergie gaspillée.

Pour réduire au minimum ces courants de Foucault, les noyaux magnétiques des transformateurs ou des bobines traversés par des courants de fréquences peu élevées, sont constitués par des plaques métalliques empilées, grossièrement isolées les unes des autres, soit par une couche de papier mince, soit par leur couche d'oxydation naturelle.

Pour les bobinages parcourus par des courants de fréquences élevées (circuits de radio), et si ces bobinages comportent un noyau magnétique, ce dernier est constitué par du fer pulvérisé aggloméré par un liant quelconque. On notera, en passant, qu'en radio, ces noyaux de fer pulvérisé aggloméré sont généralement réglables ; ils se vissent plus ou moins dans la bobine, ce qui permet de faire varier le coefficient de self-induction, et en conséquence d'accorder le circuit.

§ 7. — Bobinages de radio

Nous avons dit précédemment que la plupart des circuits composant un récepteur sont traversés par des courants alternatifs de fréquence plus ou moins élevée. Il semble donc normal que nous disions quelques mots sur les bobinages utilisés dans de tels circuits.

Nous classerons tout d'abord ces bobinages — bobines simples ou transformateurs — en deux catégories :

a) bobinages pour HF et MF (haute fréquence et moyenne fréquence supérieures à 150 kc/s environ) ;

b) bobinages pour BF (basse fréquence), c'est-à-dire pour des fréquences inférieures à 20 kc/s (20 000 c/s).

Bobinages HF ou MF

Il existe plusieurs façons de les confectionner. Si la bobine ne comporte que très peu de spires, on peut la réaliser sans support, *sans mandrin ;* on utilise alors du gros fil dont la rigidité est suffisante. C'est un enroulement « sur air ». Dans le cas contraire — nombre de spires important — l'emploi d'un mandrin est obligatoire ; il faut alors utiliser un mandrin en matière isolante de grande qualité, afin de ne pas accroître inutilement les pertes : polyéthylène, polystyrène (ou trolitul), stéatite, etc. ; et pour les fréquences moins élevées : bakélite HF, carton bakélisé.

Plusieurs procédés d'enroulement sont possibles :

a) enroulement en une couche à spires écartées ;

b) enroulement en une couche à spires jointives ;

c) enroulement à plusieurs couches, fil bobiné croisé, portant aussi le nom d'enroulement « nid d'abeille ».

Tout cela selon que la bobine comporte peu ou beaucoup de spires.

Lorsque le bobinage comporte un mandrin, il est possible de placer, à l'intérieur de celui-ci, un noyau magnétique de fer pulvérisé ; on augmente ainsi considérablement le coefficient de self-induction de la bobine (pour un même nombre de tours). De plus, ces noyaux sont très souvent réglables ; ils se vissent plus ou moins, ce qui permet d'accorder le circuit. Nous en reparlerons. Notons également les noyaux magnétiques dits « pots fermés », toujours en fer pulvérisé aggloméré ; ils ressemblent à des petites casseroles avec couvercle formant ainsi un circuit magnétique fermé épousant exactement le trajet des lignes de force du bobinage.

Lorsqu'il faut éviter qu'une bobine n'induise des tensions dans les conducteurs ou dans d'autres bobines voisines, on la place à l'intérieur d'un blindage cylindrique. Des courants de Foucault prennent naissance dans ce blindage et leur champ s'oppose au champ extérieur de la bobine.

Bobinages BF

Dans cette catégorie, nous rencontrerons essentiellement les transformateurs BF pour la reproduction musicale, les transformateurs d'alimentation fonctionnant à la fréquence « industrielle » de 50 c/s, et les bobines de filtrage.

Dans tous les cas, les enroulements sont exécutés à spires jointives et en couches successives, après interposition d'une couche de papier gras. Si sur les fréquences élevées, on emploie souvent du fil divisé, dans le cas présent on utilise toujours du fil ordinaire sous isolant à l'émail.

Le bobinage est exécuté sur un mandrin de section rectangulaire en carton. Le noyau magnétique est constitué par un empilage croisé de tôles en forme de E et de I ; nous l'avons déjà dit, et expliqué les raisons de cette façon de faire (courants de Foucault).

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 18. — Une tension alternative lue sur un voltmètre est de 350 volts ; quelle est la tension maximum de crête ?

Même question en ce qui concerne l'intensité qu'un milliampèremètre nous indique comme étant de 120 mA.

Problème n° 19. — Un transformateur comporte un enroulement de 550 spires et un enroulement secondaire de 32 spires. Le primaire est connecté à une tension de 110 V_{eff} ; quelle est la tension disponible aux bornes du secondaire.

Si le primaire admet une intensité de 2 ampères, quelles seront l'intensité et la puissance disponible au secondaire ?

Problème n° 20. — Un bobinage présente un coefficient de self-induction de 2,5 mH et une résistance pure négligeable. Pourquoi ce bobinage provoque-t-il pratiquement un court-circuit si on le relie à une tension de 100 V_{eff} à 50 c/s ?

Que se passerait-il si on le reliait à une tension de 100 V_{eff} également, mais d'une fréquence de 7 Mc/s ?

CHAPITRE VI

Les condensateurs

Au cours du chapitre précédent, nous avons étudié les propriétés de certains circuits traversés par un courant alternatif, circuits comportant une résistance et un bobinage, ces deux éléments pouvant être, ou non, associés. Mais il se trouve que de nombreux circuits comportent, en outre un condensateur ; il nous faudra donc également étudier les propriétés de tels circuits traversés par un courant alternatif. Toutefois auparavant, il est indispensable de bien savoir ce qu'est un condensateur, d'en connaître les divers types et leurs propriétés.

§ 1. — Propriétés des condensateurs

Tout condensateur est formé de deux armatures métalliques de forme quelconque (selon le type de condensateur), armatures placées en regard l'une de l'autre. Entre celles-ci se trouve un isolant appelé « *diélectrique* » pouvant être du papier, du mica, de la céramique ou de l'air (également, selon le type de condensateur).

La représentation schématique normalisée d'un condensateur, quel qu'il soit, est montrée sur la figure VI-1A. S'il s'agit de condensateur

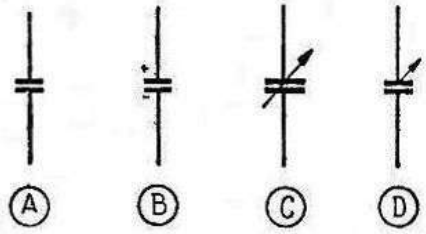


FIG. VI-1

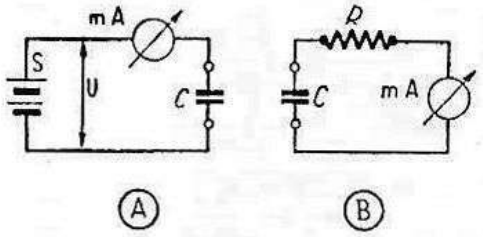


FIG. VI-2

électrochimique dont nous reparlerons plus loin, on indique simplement en plus, les polarités des armatures en mentionnant les signes + et — (voir fig. B). Dans le cas d'un condensateur variable, on place une flèche transversale en supplément (C). Enfin, pour un condensateur ajustable (réglable au moyen d'un tournevis), la flèche est plus courte et ne traverse pas les deux armatures (D).

Si l'on soumet un condensateur C à une source de courant continu S (fig. VI-2-A), l'intensité dans le circuit indiquée par le milliampèremètre

mA passe brutalement de zéro à un certain maximum, puis retombe à zéro. Une certaine quantité d'électricité s'est accumulée dans le condensateur ; on dit que le condensateur est chargé. Voilà pourquoi l'une des caractéristiques essentielles d'un condensateur porte le nom de *capacité*. Plus cette capacité est importante, plus la quantité d'électricité emmagasinée est grande. Cette quantité d'électricité est également proportionnelle à la tension U de la charge.

Tout ceci est représenté par la formule :

$$Q = C \times U$$

dans laquelle nous avons :

Q = Quantité d'électricité exprimée en *coulomb ;*

U = tension de charge en *volts ;*

C = capacité du condensateur en *farads.*

La charge du condensateur C est d'ailleurs bien mise en évidence par notre deuxième expérience. Enlevons notre condensateur du circuit de charge et plaçons-le aux bornes d'un autre circuit composé d'un milliampèremètre mA et d'une résistance R (fig. VI-2-B). La quantité d'électricité emmagasinée dans le condensateur C va s'écouler dans ce nouveau circuit : en effet, l'aiguille du milliampèremètre monte brusquement à une certaine valeur, à l'instant où l'on relie le condensateur ; puis, l'aiguille retombe lentement à zéro... jusqu'à ce que le condensateur soit complètement *déchargé,* c'est-à-dire qu'il ne contienne plus d'électricité. La résistance R est uniquement intercalée pour éviter une décharge brusque : Le temps de décharge est plus long et nous avons la faculté de voir retomber l'aiguille du milliampèremètre *lentement* à zéro.

Nous avons donc vu que l'unité de capacité est le *farad* (abrégé F). Cette unité appliquée dans la formule précédemment citée, se montre *pratiquement* beaucoup trop grande. Aussi utilise-t-on les sous-multiples du farad :

a) le microfarad, qui est le millionième du farad ; en abrégé : μF ;

b) le micro-microfarad ou picofarad, qui est le millionième du microfarad ; en abrégé μμF ou pF.

On emploie aussi quelquefois le nanofarad qui vaut 1 000 pF, en abrégé : nF.

La capacité d'un condensateur dépend des caractéristiques de sa fabrication. Elle augmente avec la surface des armatures ; elle diminue avec l'écartement des armatures ; enfin, elle dépend du genre de diélectrique intercalé entre les armatures. A ce dernier point de vue, un diélectrique est caractérisé par sa *constante spécifique.* La constante spécifique d'un diélectrique est un chiffre qui donne le nombre de fois que la capacité d'un condensateur donné augmente, lorsqu'on utilise ce diélectrique en lieu et place de l'air.

Une autre caractéristique importante d'une substance diélectrique est sa tension de rupture ou tension de claquage pour une épaisseur donnée. En effet, si un condensateur est fabriqué avec un diélectrique pouvant supporter 200 volts seulement, il ne faudrait pas le placer dans un circuit où il serait soumis à 500 volts par exemple. Sinon, le diélectrique se rompt, une étincelle le traverse et le perce ; le condensateur est en court-circuit... on dit qu'il est claqué.

Un mot, enfin, sur les courants de fuite internes des condensateurs. Revenons à notre figure VI-2.

Avec un condensateur C idéalement parfait, il pourrait s'écouler un temps indéterminé entre les expériences A et B, c'est-à-dire lorsque le condensateur est chargé jusqu'au moment où on le décharge. En réalité, si l'on attend trop longtemps (plusieurs heures par exemple), l'expérience B risque fort de ne rien démontrer du tout ! Mais où sera alors passée la charge du condensateur ? Elle se sera tout simplement écoulée *à travers* le diélectrique ; ce sont les courants de fuite internes. Il est très difficile d'arriver à un isolement diélectrique parfait ; c'est-à-dire à une résistance d'isolement infinie. Toute substance présente une résistance d'isolement, certes plus ou moins grande, mais réelle néanmoins. En conséquence, plus la résistance d'isolement de la substance constituant le diélectrique d'un condensateur sera importante, plus les courants de fuite internes seront faibles, et plus grande sera la *qualité* du condensateur.

En résumé, un condensateur se caractérise par sa *capacité* et par sa *tension de service,* c'est-à-dire la tension maximum à laquelle il peut être soumis en utilisation permanente, sans risque de claquage (de court-circuit) du diélectrique. Exemple : 10 µF/12 V.

Parfois, on note sur le condensateur deux valeurs de tension. Exemple : 0,1 µF/500 V-1 500 V. La première tension est toujours la *tension de service,* comme définie ci-dessus ; la seconde correspond à une *tension d'essai,* brève, généralement trois fois plus importante que la tension de service.

§ 2. — Groupement des condensateurs

1° *Condensateurs en parallèle* (fig. VI-3) :

La capacité résultante C_r du groupement est égale à la somme des diverses capacités.

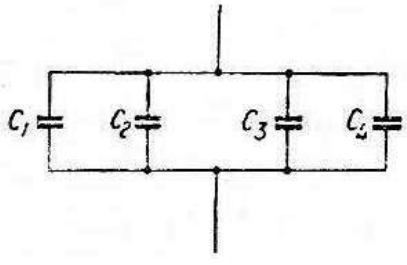


FIG. VI-3

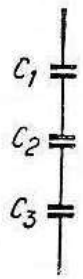


FIG. VI-4

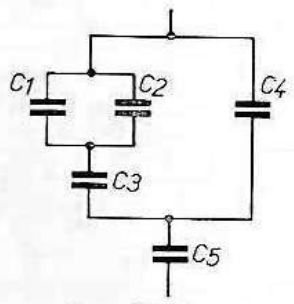


FIG. VI-5

Cela s'écrit :

$$C_r = C_1 + C_2 + C_3 + C_4 \ldots$$

2° *Condensateurs en série* (figure VI-4) :

L'inverse de la capacité résultante du groupement est égal à la somme des inverses des diverses capacités.

Cela s'écrit :

$$\frac{1}{C_r} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \ldots$$

Connaissant $\frac{1}{C_r}$, il est alors facile de calculer la capacité résultante C_r.

Dans le cas particulier de *deux* condensateurs en série seulement, nous pouvons appliquer la formule :

$$C_r = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

3° *Groupements mixtes* (série et parallèle) :

Un très grand nombre de groupements mixtes sont possibles. Dans tous les cas, il faut procéder par étapes successives *en décomposant le groupement total en groupements partiels.*

Un exemple est donné par la figure VI-5.

Calculons la capacité résistante C_{r1} du groupement C_1 et C_2 :

$$C_{r1} = C_1 + C_2.$$

Ensuite, cherchons la capacité résultante C_{r2} du groupement série C_{r1} et C_3 :

$$C_{r2} = \frac{C_{r1} \times C_3}{C_{r1} + C_3}$$

Capacité résultante C_{r3} de C_{r2} et C_4 :

$$C_{r3} = C_{r2} + C_4$$

Enfin, capacité résultante C_r de l'ensemble du groupement mixte (soit, en définitive, C_{r3} en série avec C_5) :

$$C_r = \frac{C_{r3} \times C_5}{C_{r3} + C_5}$$

§ 3. — Différents types de condensateurs

On sait que la capacité d'un condensateur dépend, entre autres facteurs, de la surface des armatures en regard. Dans les *condensateurs variables* où la capacité doit être... variable, c'est précisément sur la surface des armatures en regard que l'on agit. On dispose de lames fixes régulièrement espacées entre lesquelles des lames mobiles viennent plus ou moins s'engager (un demi-tour). Les lames mobiles constituant une armature ne doivent pas toucher les lames fixes constituant l'autre armature. Le diélectrique est l'air.

Dans certains condensateurs variables, le diélectrique est constitué par des feuilles minces de bakélite : même capacité pour un encombrement beaucoup plus réduit du fait de la constante spécifique du diélectrique en bakélite, mais qualité inférieure.

Dans un montage, ce sont les lames mobiles non isolées du bâti du condensateur, qui doivent être reliées à la masse.

La *capacité maximum* caractérisant un condensateur variable, est obtenue lorsque les lames mobiles sont entièrement engagées à l'intérieur des lames fixes. Au contraire, la capacité minimum est obtenue en dégageant complètement les lames mobiles à l'extérieur. Capacité minimum ne veut pas dire nulle ; en effet, il existe toujours une certaine capacité bien que minimum, du fait de la proximité des lames fixes et mobiles. C'est la *capacité résiduelle.*

La figure VI-6 nous montre successivement : un condensateur variable à air simple (A) ; un condensateur variable à air à deux cages (deux condensateurs variables jumelés et entraînés par le même axe ; en B) ; un condensateur variable à diélectrique en bakélite (C), vu de face et de profil.

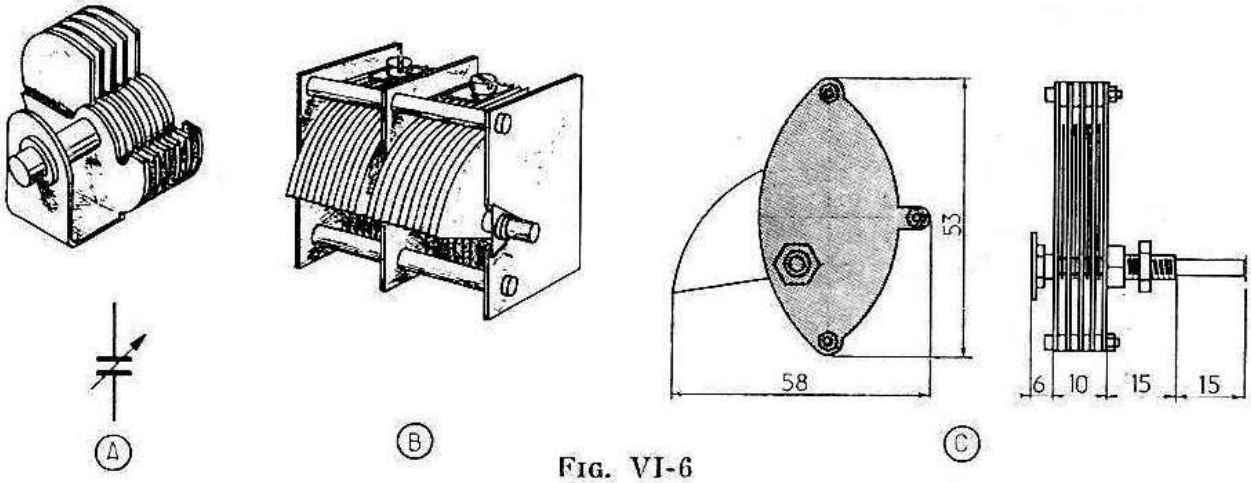


FIG. VI-6

Nous serons amenés à rencontrer aussi les *condensateurs ajustables,* dont la capacité est également variable, mais qui, pratiquement, sont destinés à être manœuvrés très peu souvent.

La figure VI-7 groupe les principaux types de condensateurs ajustables.

A = type à compression ; diélectrique mica et air.

B = même type que précédemment, mais modèle double (deux condensateurs ajustables indépendants réunis sur le même bâti).

C = type céramique ; diélectrique céramique à haute constante spécifique ; deux plaquettes de céramique recouverte d'argent fin, dont l'une est mobile.

D = type à air.

E = type à air également, mais modèle double : deux condensateurs ajustables indépendants montés sur le même bâti.

F = type à air, concentrique (Transco) ; à gauche, capacité maximum ; à droite, capacité minimum.

Passons maintenant aux condensateurs fixes. Voyons d'abord les *condensateurs au papier.* Ils sont constitués par des feuilles d'aluminium très minces entre lesquelles on intercale une couche de papier paraffiné.

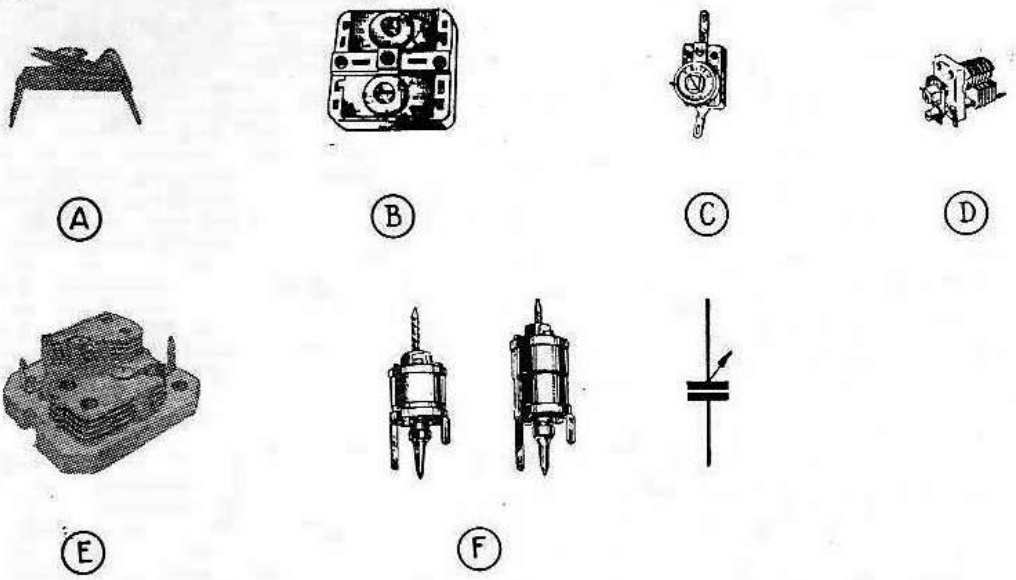


FIG. VI-7

Pratiquement, les condensateurs au papier se présentent sous l'aspect de la figure VI-8-A pour les fortes capacités (1μF et au-dessus). Pour des capacités moindres, ils ont la forme tubulaire représentée en B : tube de carton, de bakélite ou de verre, avec sortie par fils aux extrémités ; on en utilise beaucoup en radio.

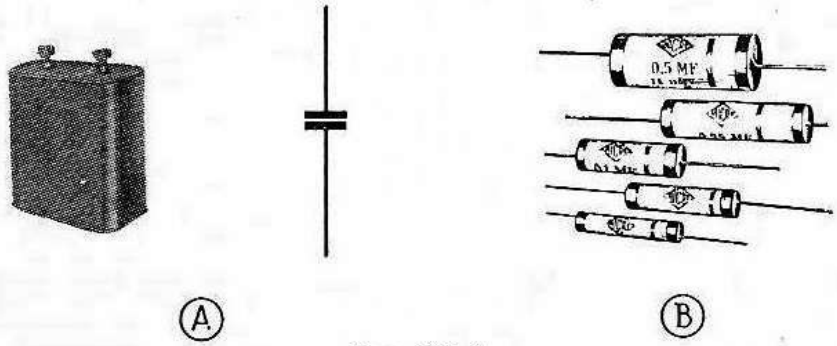


FIG. VI-8

La connexion aboutissant à l'armature extérieure du condensateur est repérée, soit par la mention « arm. ext. », soit par un cercle noir comme on le voit en B. C'est cette armature extérieure que l'on doit de préférence relier à la masse dans un montage ; cela constitue un blindage, en quelque sorte, et le condensateur est préservé des inductions néfastes éventuelles.

Les *condensateurs au mica* comportent un diélectrique fait de feuilles minces de mica dont une face est recouverte d'argent. La capacité du condensateur dépend du nombre de feuilles de mica argenté et de

leur surface ; voir figure VI-9, en G : en blanc, mica ; en noir, argent. Ensuite, le condensateur ainsi formé est enrobé dans un aggloméré ou une cire spéciale de haute qualité, afin de le soustraire aux agents atmosphériques (humidité, notamment).

En A et B de la figure VI-9, nous voyons l'aspect de condensateurs au mica de grande capacité. En C et D, il s'agit de la présentation

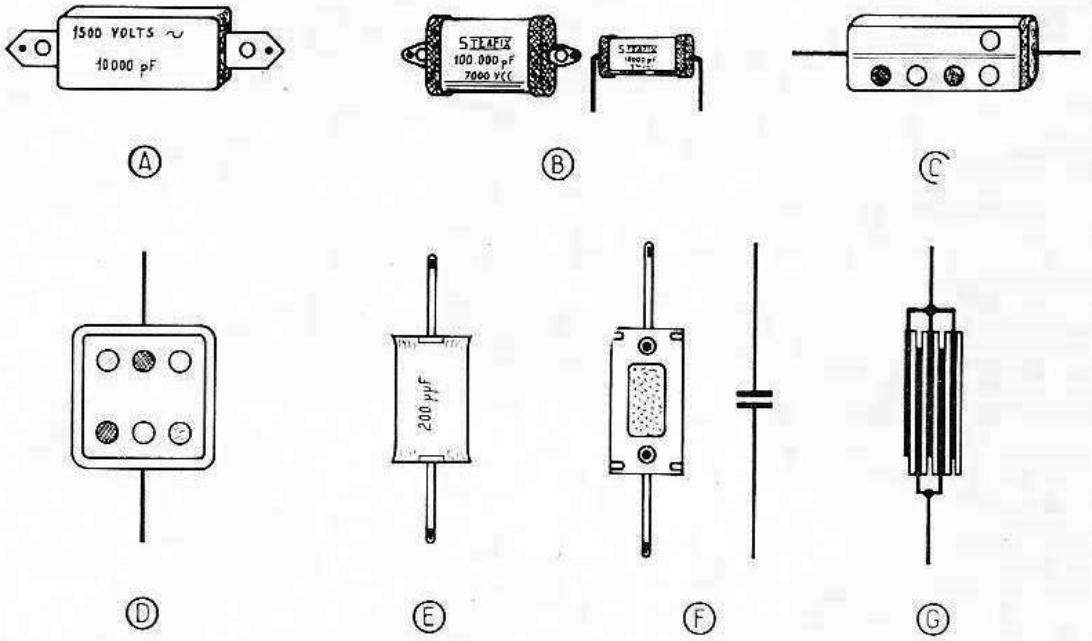


FIG. VI-9

américaine. En E, nous avons un condensateur au mica de capacité plus réduite. En F, il s'agit d'une variante du modèle précédent : l'une des plaquettes extérieures de protection est percée d'un trou permettant de gratter l'une des armatures d'argent ; on peut ainsi modifier légèrement la capacité du condensateur (condensateur d'appoint, dit grattable, utilisé pour la mise au point de certains circuits de radio).

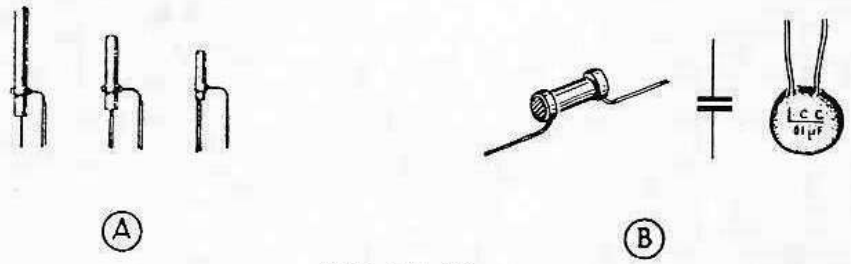


FIG. VI-10

Les *condensateurs-céramiques* sont des organes de haute qualité et d'encombrement restreint. Ils se composent d'un cylindre creux en céramique ; l'intérieur et l'extérieur sont argentés, ce qui constitue les deux armatures. L'ensemble est ensuite recouvert d'une laque de protection contre l'humidité. La figure VI-10 nous montre l'aspect de tels

condensateurs ; en A, fabrication Philips ; en B, fabrication L.C.C. Sur cette figure, il s'agit de condensateurs types tubulaires ; mais, il existe d'autres types appelés boutons, plaquettes, assiettes, etc., dont la terminologie est suffisamment explicite pour déterminer à nos yeux la forme de ces condensateurs, le principe restant le même.

Les *condensateurs électrochimiques* ou électrolytiques reposent sur le principe de fabrication suivant : des bandes de papier imbibées d'une solution acide sont enroulées entre des bandes d'aluminium mince. Une bande d'aluminium est recouverte d'oxyde ; l'autre bande, au contraire, est traitée de façon à ce qu'elle ne s'oxyde pas. C'est l'oxyde d'aluminium qui constitue le diélectrique ; cette pellicule étant extrêmement mince, les deux armatures du condensateur se trouvent très rapprochées... d'où possibilité de réaliser des capacités élevées. Cette capacité est fonction, par ailleurs, de la longueur des bandes d'aluminium enroulées.

Les condensateurs électrochimiques constituent un cas particulier. En effet, du fait de la présence de la composition électrolytique (solution acide), ces condensateurs sont polarisés : ils possèdent une armature positive et une armature négative à relier respectivement au « plus » et au « moins » du circuit. En d'autres termes, un condensateur électrochimique ne peut être utilisé qu'en courant continu ; à la rigueur, on peut tolérer une combinaison courant continu et courant alternatif, à condition que l'amplitude alternative reste faible par rapport à la tension continue.

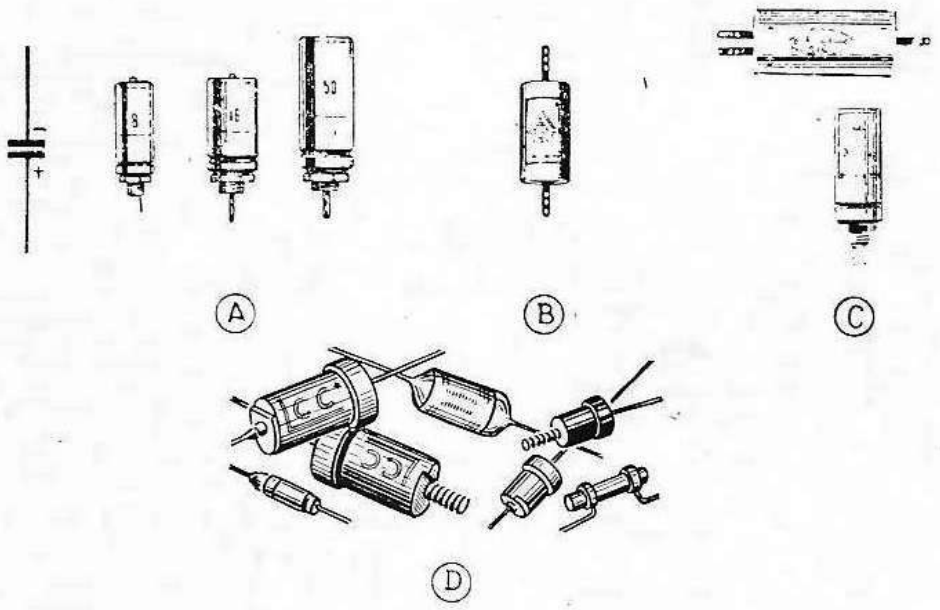


FIG. VI-11

Les condensateurs électrochimiques se présentent souvent sous la forme tubulaire (tube d'aluminium) indiquée en A de la figure VI-11. Le positif est la cosse inférieure, le négatif est relié au boîtier métallique. Notons cependant que dans certaines fabrications, le négatif est

également sorti sur une seconde cosse inférieure, isolée du boîtier. Sous la forme représentée en A, le condensateur se monte en vissant le boîtier sur le châssis de l'appareil (négatif à la masse) ; si le négatif doit être isolé de la masse, il faut faire usage de rondelles isolantes.

Les condensateurs électrochimiques se présentent aussi sous la forme d'un tube isolant, en carton bakélisé ou en matière synthétique quelconque, avec sorties positive et négative par cosses aux extrémités comme il est montré en B.

Souvent aussi, à l'intérieur d'un même boîtier (tube aluminium ou tube isolant, voir C), on réunit deux condensateurs électrochimiques : sorties positives distinctes ; sortie négative commune.

Enfin, citons les condensateurs électrolytiques *au tantale* dont l'étanchéité est absolue, qui permettent d'obtenir des capacités très grandes sous des petits volumes. Notons aussi leur courant de fuite infiniment petit et leur possibilité de résister à des températures élevées. Ces types de condensateurs sont montrés en D sur notre figure VI-11.

Notes :

a) En marge de nos précédentes figures, nous avons indiqué la représentation schématique normalisée des divers condensateurs.

Toutefois, les condensateurs *électrochimiques* se représentent aussi comme nous l'avons fait sur les figures XI-23 et 24, par exemple, le trait court et épais correspondant à l'armature positive .

b) Rappelons que les indications portées sur un condensateur sont généralement les suivantes :
la capacité ;
la tension de service (tension maximum à ne pas dépasser aux bornes du condensateur pour une utilisation permanente normale) ;
et éventuellement la tension d'essai (tension élevée appliquée un court instant en usine pour l'épreuve du diélectrique).

Condensateurs de compensation de variation de température

Il s'agit là de condensateurs spéciaux utilisés dans certains circuits où précision et stabilité sont exigées, même en cas de variation de température. Dans certains condensateurs de compensation, la capacité diminue légèrement lorsque la température augmente (coefficient négatif) ; d'autres condensateurs de compensation sont conçus, au contraire, de façon à ce que la capacité augmente légèrement avec la température (coefficient positif).

Bien entendu, ces variations de capacité sont légères. Ainsi nous avons présentement sous nos yeux, un condensateur à coefficient négatif de capacité nominale de 18 pF ; cette capacité diminue de 0,1 pF pour une augmentation de température de 1 degré centigrade. D'ailleurs, le coefficient de variation est indiqué par le constructeur pour chaque type de condensateur.

A titre indicatif, notons que, sans avoir recours à des condensateurs de compensation spéciaux, les condensateurs au mica présentent un coefficient positif, alors que les condensateurs à la céramique ont un coefficient négatif.

§ 4. — Condensateurs soumis au courant alternatif

Nous avons vu précédemment (fig. VI-2-A) que si l'on soumet un condensateur à une tension continue, le courant ne passe pas. Le courant passe durant le court instant de la charge, mais l'aiguille du milliampèremètre retombe rapidement à zéro : le courant ne passe plus, quel que soit le temps où l'on laisse le condensateur intercalé dans le circuit.

Mais si nous soumettons un condensateur à une tension alternative, nous allons obtenir une succession rapide de charges et de décharges de sens inverses. Le courant alternatif aura donc tendance à traverser le condensateur... dans certaines conditions que nous verrons plus loin. En réalité, l'énergie employée à la charge durant une alternance n'est pas perdue ; en effet, elle est restituée du condensateur à la source au cours de l'alternance suivante de sens contraire. Dans le montage de la figure VI-12, où S est une source de tension alternative, le milliampère-

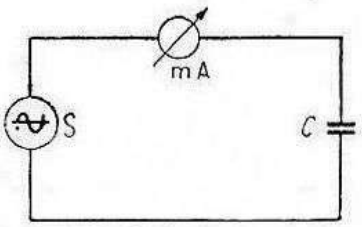


FIG. VI-12

mètre mA indiquera le déplacement, l'échange, des charges du condensateur C.

De même qu'il nous a été possible de parler de résistance en alternatif au sujet des bobines, des self-inductions, nous pouvons parler de la résistance en alternatif des condensateurs, résistance apparente qui s'appelle *réactance capacitive* ou *capacitance* X_c.

Nous avons la relation suivante :

$$E_{eff} = I_{eff} \times X_c$$

La grandeur de la capacitance X_c dépend de la capacité du condensateur et de la fréquence du courant alternatif auquel il est soumis.

La capacitance X_c peut se calculer en appliquant la formule :

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$\text{ou } X_c = \frac{1}{\omega . C}$$

ω étant la pulsation, c'est-à-dire $2\pi f$;

f = fréquence en c/s ;

C = capacité en farads ;

X_c = capacitance en ohms.

Si l'on branche un condensateur parfait sur une source de tension alternative, le courant est décalé (ou déphasé) *en avant* de 90° par rapport à la tension. On se souvient qu'avec une self-induction, ce même décalage avait lieu, mais *en arrière*.

§ 5. — Formules relatives aux circuits soumis au courant alternatif

Toutes les formules que nous allons donner sont de la forme $E = I \cdot R$, mais appliquées en courant alternatif aux différents circuits caractéristiques ci-après :

1° Circuit comprenant une self-induction seule de résistance ohmique négligeable

$$E_{eff} = I_{eff} \cdot L \cdot \omega$$

2° Self-induction de résistance ohmique R ou self-induction en série avec une résistance ohmique R

$$E_{eff} = I_{eff} \cdot \sqrt{L^2 \omega^2 + R^2}$$

3° Circuit comprenant une capacité seule

$$E_{eff} = I_{eff} \times \frac{1}{C \cdot \omega} = \frac{I_{eff}}{C \cdot \omega}$$

4° Condensateur et résistance en série

$$E_{eff} = I_{eff} \times \sqrt{R^2 + \frac{1}{C^2 \cdot \omega^2}}$$

5° Condensateur et self-induction en série

$$E_{eff} = I_{eff} \times \left(L\omega - \frac{1}{C \cdot \omega} \right)$$

6° Condensateur, résistance et self-induction en série

$$E_{eff} = I_{eff} \times \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}$$

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 21. — On monte en parallèle les deux condensateurs suivants : 0,05 µF et 10 000 pF. Quelle est la capacité résultante obtenue ?

Problème n° 22. — *a*) On monte en série deux condensateurs de 500 pF chacun. Quelle est la capacité résultante ?

b) Même question avec trois condensateurs de 8 µF.

c) Même question avec un condensateur de 500 pF et un condensateur de 200 pF.

Problème n° 23. — *a*) Un condensateur au mica de 600 pF est relié à une tension alternative de 50 c/s (fréquence du secteur électrique). Quelle est la capacitance ou résistance apparente offerte par ce condensateur ?

b) Même question si ce condensateur est utilisé à la fréquence de 5 Mc/s.

Problème n° 24. — Un circuit est composé d'une résistance de 8 000 Ω et d'un condensateur de 0,1 μF au papier reliés en série. On applique à ce circuit une tension de 320 volts alternatifs efficaces, fréquence 50 c/s. On demande :

a) Quelle est l'intensité qui circule dans ce circuit ?

b) Quelle puissance est demandée à la source, si l'on augmente la tension alternative appliquée à une valeur telle que l'intensité dans le circuit soit de 25 mA.

CHAPITRE VII

Transformation du son en courant électrique

Transformation du courant électrique en ondes sonores

§ 1. — Les ondes sonores

Le son se propage dans tous les milieux, mais non dans le vide. Nous ne nous occuperons ici que de la propagation du son *dans l'air*. Exemples : propagation du son entre la bouche et le microphone ; propagation du son entre le haut-parleur et l'oreille. Le son se propage sous forme de vibrations de l'air ; ce sont les ondes sonores, ondes matérialisées ici, si l'on peut dire, par l'air. Dans l'air, le son se propage, se déplace, à la vitesse moyenne de 340 mètres par seconde, soit environ 1 200 kilomètres à l'heure. Il s'agit là de vitesses moyennes, nous l'avons bien dit ; en vérité, ces chiffres dépendent énormément de la température (331 m/s à 0° ; 340 m/s à 15°) et peuvent aussi, dans certains cas, être légèrement modifiés par la pression atmosphérique.

Lorsque le son est aigu, les vibrations de l'air sont très nombreuses durant l'unité de temps (durant une seconde) ; on dit que la *fréquence* est grande.

Par contre, plus la fréquence des vibrations sera faible, plus le son sera grave.

Les vibrations sonores ont des fréquences qui peuvent varier entre 16 cycles/seconde et 16 000 cycles/seconde. On remarquera que l'on utilise le cycle/seconde comme unité de mesure des *fréquences* de vibrations sonores, tout comme cette même unité a déjà été rencontrée lors de l'étude de la *fréquence* des courants alternatifs.

La bande de fréquences de vibrations indiquée, allant de 16 c/s à 16 000 c/s, constitue le registre sonore (sons fondamentaux et harmoniques) audibles par la majorité des humains. La limite supérieure, cependant, varie beaucoup avec les individus et avec l'âge surtout ; c'est ainsi qu'un enfant entendra une vibration de 18 000 c/s, par exemple, alors qu'une personne d'une cinquantaine d'années n'entendra plus rien au-dessus de 13 000 c/s (sans être une personne sourde, précisons-le bien... ce qui serait alors différent !). En règle générale, l'audition de vibrations comprises entre 16 000 c/s et 20 000 c/s reste donc très pro-

blématique. Au-dessus de 20 000 c/s, nous entrons dans le domaine de l'inaudible, dans le domaine des ultra-sons.

La distance parcourue dans l'air par une vibration durant un cycle s'appelle la *longueur d'onde,* dont le symbole est λ (lettre grecque : lambda). Les relations entre fréquence, longueur d'onde et vitesse de propagation sont les suivantes :

$$F = \frac{V}{\lambda} \text{ et } \lambda = \frac{V}{F}$$

relations dans lesquelles nous avons :

F = fréquence en cycles/seconde ;

V = vitesse de propagation en mètres/seconde ; dans l'air, on prendra donc 340 m/s ;

λ = longueur d'onde en mètres.

On voit d'ores et déjà qu'il est très facile de transformer une longueur d'onde en fréquence, et inversement. Nous remarquerons cependant, en passant, que si l'expression « longueur d'onde » est assez couramment employée avec les ondes hertziennes (ondes de radio), elle est peu usitée en acoustique (ondes sonores).

§ 2. — Transformation du son en courant électrique. Les microphones

L'organe qui effectue la transformation du son en courant électrique s'appelle *microphone.* Il existe divers types de microphones, mais dans tous nous avons d'abord une transformation des vibrations sonores en vibrations mécaniques, ces dernières étant transformées ensuite en vibrations électriques. On conçoit donc immédiatement que le courant électrique ainsi créé sera un courant alternatif, de fréquence et d'amplitude correspondantes à celles de l'onde sonore.

Les principaux types de microphones sont les suivants :

a) microphone à charbon ;
b) microphone dynamique ;
c) microphone à ruban ;
d) microphone à condensateur ;
e) microphone à cristal.

Nous allons voir très succinctement la composition et le fonctionnement de chacun de ces microphones.

Microphone à charbon (fig. VII-1)

Il se compose d'un boîtier B maintenant une plaque de charbon P devant un support S dans lequel des gorges sont pratiquées et remplies de grenaille de charbon G. Sur la face avant, nous avons un treillis métallique T de protection, ou une simple plaque d'ébonite percée de quelques trous. A et B sont les fils de connexion de la pastille micro-

phonique. Les photographies de droite montrent l'aspect de quelques microphones à charbon.

Un microphone à charbon s'utilise comme il est indiqué sur la figure VII-2, c'est-à-dire conjointement avec une pile et un transfor-

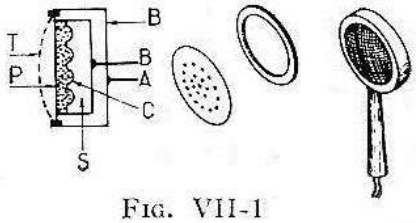


FIG. VII-1

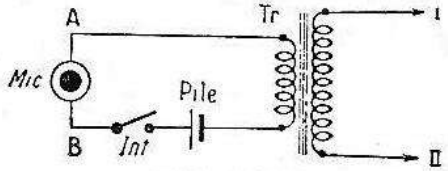


FIG. VII-2

mateur Tr. L'interrupteur permet uniquement de fermer le circuit primaire, lorsque l'on désire parler (afin d'économiser la pile).

On comprend que le microphone avec sa grenaille de charbon va offrir une certaine résistance au passage du courant de la pile. Lorsque les vibrations sonores vont venir heurter la plaque à l'avant du microphone, celle-ci sera le siège de vibrations mécaniques.

Le grenaille de charbon va se trouver plus ou moins comprimée, la résistance va varier au rythme des ondes sonores, et par suite et selon le même rythme, l'intensité du courant traversant le primaire du transformateur.

On retrouve donc aux bornes I-II du secondaire du transformateur une tension induite alternative de fréquence et d'amplitude correspondantes aux variations de l'intensité primaire ; c'est cette tension qui attaquera l'entrée de l'amplificateur faisant normalement suite.

Microphone dynamique (fig. VII-3)

Nous avons un puissant aimant permanent SNS de forme annulaire délivrant un champ magnétique constant. Entre les pôles de cet aimant,

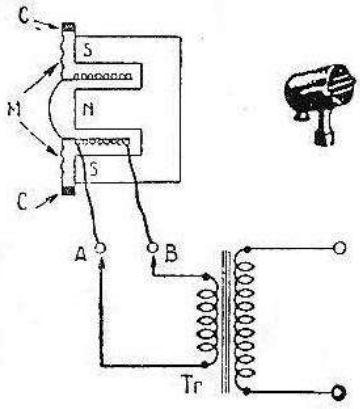


FIG. VII-3

peut vibrer mécaniquement un bobinage, dit « bobine mobile », solidaire de la membrane M suspendue par son bord circulaire C. Or, on doit se

souvenir qu'une force électromotrice prend naissance par induction dans une bobine lorsque celle-ci se déplace dans un champ magnétique.

Cette tension alternative, correspondant aux vibrations sonores, se retrouve aux bornes A B.

Pratiquement, cette tension alternative est extrêmement faible, et on dispose un *transformateur élévateur* Tr entre le microphone et l'entrée de l'amplificateur faisant suite.

La photographie de droite nous montre l'aspect d'un microphone dynamique.

Microphone à ruban (fig. VII-4)

Ce type de microphone repose sur le même principe que le précédent. Toutefois, l'aimant est en forme de fer à cheval et la tension n'est plus induite dans une bobine mais dans un ruban plissé vibrant entre les

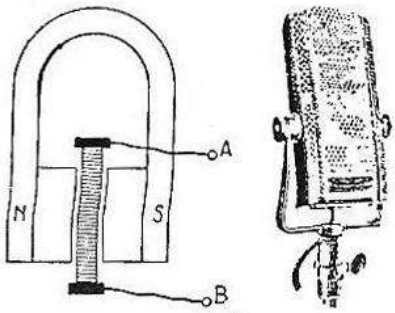


FIG. VII-4

pôles de l'aimant. Nous n'insisterons donc pas davantage sur ce microphone, tout ce que nous avons dit pour le précédent restant valable pour celui-ci.

La photographie de droite montre l'aspect d'un microphone à ruban.

Microphone à condensateur (fig. VII-5)

Il se dénomme aussi microphone électrostatique. La membrane M vibrant au rythme des ondes sonores et la plaque fixe P forment un

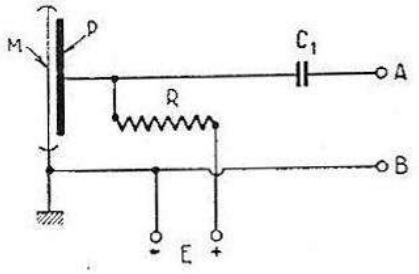


FIG. VII-5

condensateur chargé au moyen d'une source de tension continue E (200 à 300 V). Du fait de la vibration de la membrane M, le condensateur

ainsi formé voit sa capacité varier ; ceci donne lieu à un très faible courant alternatif circulant dans le circuit. En conséquence, une tension alternative correspondante est mise en évidence aux bornes de la résistance R et on l'applique à l'entrée de l'amplificateur faisant suite par l'intermédiaire du condensateur de liaison C_3, ce dernier évitant en même temps que la tension continue E n'atteigne ledit amplificateur.

Microphone à cristal (fig. VII-6)

On l'appelle aussi microphone piézoélectrique. En fait, le fonctionnement d'un tel microphone repose sur le principe de piézoélectricité suivant : lorsqu'on soumet certains cristaux à une pression, on obtient une différence de potentiel entre les deux faces du cristal.

Les vibrations sonores recueillies par la membrane M provoquent des variations de pression sur le cristal C (sel de Seignette) ; d'où des variations de tensions correspondantes entre les faces du cristal, recueillies par les feuilles métalliques F_1 et F_2 et disponibles aux bornes A et B.

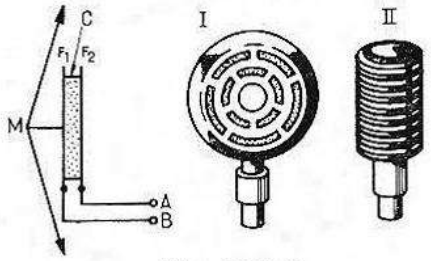


FIG. VII-6

En I, nous voyons l'aspect d'un microphone à cristal avec membrane, comme nous venons de le décrire.

Dans un autre type de microphone piézoélectrique, les ondes sonores attaquent directement le cristal ; la membrane est supprimée et ainsi disparaît en même temps la fréquence de résonance propre de ladite membrane. Ce qui signifie que le microphone sera moins sensible, qu'il nécessitera une plus grande amplification, mais qu'il sera beaucoup *plus fidèle*. Pour minimiser la perte de sensibilité due à l'attaque directe du cristal, sans membrane, en pratique on n'utilise plus un seul cristal, mais plusieurs cristaux superposés et connectés électriquement en série parallèle. La photographie II de la figure VII-6 montre un modèle de ce dernier type de microphone.

*
**

Quel que soit le principe sur lequel repose le fonctionnement d'un microphone, on recherche toujours à obtenir une tension de sortie qui soit l'image aussi exacte que possible de la vibration mécanique, et partant, de l'onde sonore. Autrement dit, *l'amplitude des tensions électriques* aux diverses fréquences du registre sonore doit être proportionnelle à *l'amplitude de l'onde sonore* génératrice.

Il n'en est pas toujours ainsi hélas ! A titre d'exemple, les microphones à charbon de la figure VII-1 et le microphone à cristal de la figure VII-6-I doivent être réservés uniquement pour la parole, à l'exclusion de toute transmission musicale.

Par contre, les microphones des figures VII-3, 4, 5 et 6-II conviennent aussi bien pour la parole que pour la musique. Ce sont des microphones fidèles.

Si le microphone à charbon n'est pas fidèle, en contrepartie il délivre une tension de sortie importante ; il ne nécessite donc que peu d'amplification et est apprécié, dans certains cas, pour cela.

§ 3. — Transformation des tensions alternatives en ondes sonores

Ces transformations sont confiées aux reproducteurs de son. Le rôle d'un reproducteur de son est donc exactement l'inverse de celui d'un microphone.

Parmi les reproducteurs de son, nous pouvons distinguer les casques (ou écouteurs) et les haut-parleurs.

A leur tour, parmi les haut-parleurs, nous pourrons rencontrer les modèles électromagnétiques, électrodynamiques, électrostatiques et piézoélectriques.

Ecouteur - Casque

Si l'énergie dont on dispose est faible, elle est insuffisante pour actionner un haut-parleur. Dans ce cas, l'écoute peut se faire à l'aide d'un casque, par exemple. Le casque groupe deux écouteurs, un pour chaque oreille, montés sur un « serre-tête » flexible. (Voir figure VII-7.)

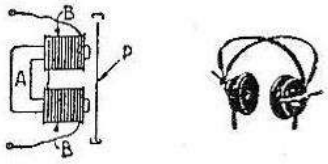


FIG. VII-7

Le courant alternatif représentant la modulation (parole ou musique) traverse deux bobines B montées en forme d'électroaimant sur un aimant permanent en fer à cheval A. En face des pôles, très près de ceux-ci, nous avons une plaque vibrante circulaire P. Les vibrations électriques traversant les bobines provoquent des vibrations mécaniques de la plaque P, par effet électromagnétique. Ces vibrations mécaniques entraînent à leur tour des vibrations sonores par déplacement de l'air situé entre la plaque et le tympan de l'oreille.

Haut-parleur électromagnétique

Si l'on dispose d'une énergie plus importante, on peut utiliser un haut-parleur. Nous verrons tout d'abord le type électromagnétique schématisé sur la figure VII-8.

Le fonctionnement repose sur le même principe que dans le cas d'un écouteur. Nous n'insisterons donc pas, mais nous préciserons que l'organe vibrant est ici une palette D fixée par le point E. Les vibrations mécaniques de cette palette sont transmises à la pointe d'un cône C en papier fort, par l'intermédiaire d'une tige F. Le cône C, appelé diffuseur, est fixé par son bord extérieur. Grâce à son grand diamètre, le diffuseur ébranle une masse d'air importante, ce qui permet l'audition dans un rayon assez grand autour du haut-parleur.

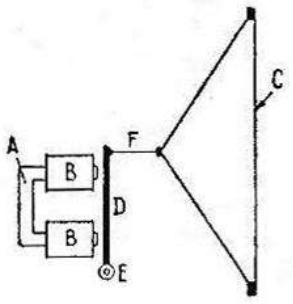


FIG. VII-8

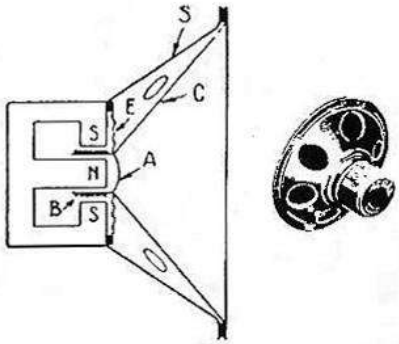


FIG. VII-9

Haut-parleur électrodynamique

C'est le haut-parleur d'utilisation la plus courante à l'heure actuelle. Nous nous arrêterons donc un peu plus longuement sur ce type de haut-parleur ; en revanche, nous passerons volontairement sous silence les autres types de haut-parleurs cités au début de ce paragraphe, parce que d'emploi plus spécial, plus restreint.

On se souvient qu'un conducteur parcouru par un courant électrique et placé dans un champ magnétique se trouve soumis à une force tendant à le déplacer. C'est la loi de Lorentz dont nous avons parlé au moment de l'étude des appareils de mesure. Et c'est aussi le principe sur lequel repose le fonctionnement des haut-parleurs électrodynamiques.

En examinant le dessin schématique de la figure VII-9, nous voyons un bobine B placée dans l'entrefer d'un aimant permanent circulaire SNS ; c'est la bobine mobile. Cette bobine est parcourue par le courant alternatif de forme, d'amplitude et de fréquence correspondantes à la modulation à reproduire ; elle va donc se déplacer, vibrer, dans le sens longitudinal de l'entrefer. Cette bobine étant solidaire du cône de papier C, celui-ci vibrera à son tour en ébranlant une masse d'air importante, d'où la reproduction sonore. Le cône est fixé par son bord circulaire au bâti métallique S du haut-parleur, bâti appelé « saladier ». La bobine mobile est centrée correctement dans l'entrefer (elle ne doit pas frotter) au moyen du dispositif circulaire de centrage E, appelé « spider » ; sur notre dessin, il s'agit d'un spider *extérieur*, mais il existe aussi les spiders intérieurs placés en A.

Sur les anciens haut-parleurs, le champ magnétique était créé par une bobine montée sur le noyau central N et parcourue par un courant

continu. Cette bobine s'appelait excitation, et le haut-parleur, « haut-parleur à excitation ». Tous les haut-parleurs modernes sont maintenant à champ permanent, champ magnétique créé par un aimant.

Le courant alternatif est amené à la bobine mobile au moyen de deux fils très souples. L'impédance d'une bobine mobile est de l'ordre de 2,5 Ω à 400 c/s ; cette impédance est trop faible pour une utilisation directe. Aussi bien, la bobine mobile est-elle attaquée par l'intermédiaire d'un transformateur, appelé transformateur de sortie, et dont nous reparlerons en temps opportun.

Pour obtenir une reproduction correcte de toutes les fréquences du registre sonore, il ne faut pas employer un haut-parleur tel quel. Il est absolument obligatoire de le monter sur un écran en bois percé d'un trou du diamètre du haut-parleur, écran appelé *baffle*. Cet écran a pour but essentiel d'allonger le trajet entre l'avant et l'arrière du haut-parleur, afin que les ondes sonores émises à l'avant du haut-parleur ne soient pas contrecarrées par les ondes sonores émises par l'arrière.

Si l'on ne procédait pas ainsi, les notes graves, notamment, seraient considérablement défavorisées... et même non reproduites.

Dans les récepteurs ordinaires, c'est l'ébénisterie du poste qui assure le rôle de baffle.

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 25. — A l'instant où se produit un éclair, nous déclenchons un chronomètre, que nous arrêtons à l'instant où nous commençons à entendre le grondement du tonnerre. Entre ces deux phénomènes (visuel et auditif), il s'est écoulé 12 secondes. On demande à quelle distance s'est produit l'éclair.

Problème n° 26. — La fréquence de la note la plus grave des grandes orgues, l'*ut-2* donné par le tuyau de 32 pieds, est de 16,16 c/s. On demande la longueur d'onde de cette note.

Problème n° 27. — Un casque est équipé avec des écouteurs dont *une* bobine de l'électroaimant interne présente une résistance de 500 ohms.

Les deux écouteurs étant reliés en série, on demande la résistance du casque.

***

Nous en avons terminé ici avec nos leçons d'éléments de base, d'électricité, et même d'acoustique. Comme nos lecteurs auront pu en juger, il ne s'agissait que de notions volontairement simples. Elles étaient cependant nécessaires, et il est obligatoire qu'elles soient parfaitement comprises et assimilées avant d'étudier la *radio* proprement dite que nous allons aborder maintenant.

CHAPITRE VIII

Emission et réception

Afin de bien fixer les idées, nous débuterons en radiotechnique par un exposé sur les procédés mis en œuvre pour effectuer des transmissions à grande distance au moyen des émetteurs et des récepteurs.

Nous exposerons très brièvement le fonctionnement des appareils réalisant l'émission ; en fait, ceci ne nous intéresse pas directement, mais il importe tout de même de savoir succinctement ce qui se passe.

Puis, nous nous arrêterons plus longuement alors sur le fonctionnement des appareils et de leurs différents circuits, assurant la réception.

§ 1. — Processus de l'émission

Pour établir une transmission à grande distance, on utilise des oscillations électriques à haute fréquence. Ces oscillations se propagent, sans avoir recours à des fils, sous la forme d'ondes électromagnétiques ; leurs fréquences s'étendent de 150 kc/s jusqu'à plusieurs centaines de mégacycles/seconde.

Comme nous allons le voir, les ondes radioélectriques ne sont utilisées que pour « porter » à distance le son que l'on désire transmettre ; on les appelle d'ailleurs souvent ondes porteuses.

En fait, les vibrations sonores sont d'abord transformées en oscillations électriques de même fréquence et de même forme au moyen du microphone ; c'est la modulation ou signaux BF (basse fréquence). Ces signaux sont d'amplitude faible et il convient de les amplifier considérablement ; c'est le rôle de l'amplificateur BF de modulation. Par ailleurs, on produit des oscillations électriques à haute fréquence (oscillations HF) au moyen d'un oscillateur parfaitement stable. La fréquence de ces oscillations détermine la fréquence (ou la longueur d'onde, si l'on préfère) sur laquelle aura lieu l'émission. Ces oscillations, bien que très stables en fréquences, sont d'amplitude beaucoup trop faible pour être utilisées directement.

On augmente considérablement cette amplitude au moyen de l'amplificateur HF.

A la sortie de l'amplificateur HF, on applique les signaux basse fréquence disponibles à la sortie de l'amplificateur BF. Les signaux BF se superposent aux oscillations HF en modulant ces dernières, l'ampli-

tude des oscillations HF variant au rythme de la modulation (1). Dès cet instant, on voit que les oscillations HF portent, ou servent de « support » aux signaux BF.

Généralement, on amplifie encore ces oscillations HF modulées ; c'est de ce dernier amplificateur que dépend la puissance de l'émetteur.

Puis, ces oscillations HF modulées sont appliquées à l'antenne et rayonnées dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques modulées.

Tout ceci est illustré par le schéma de la figure VIII-1.

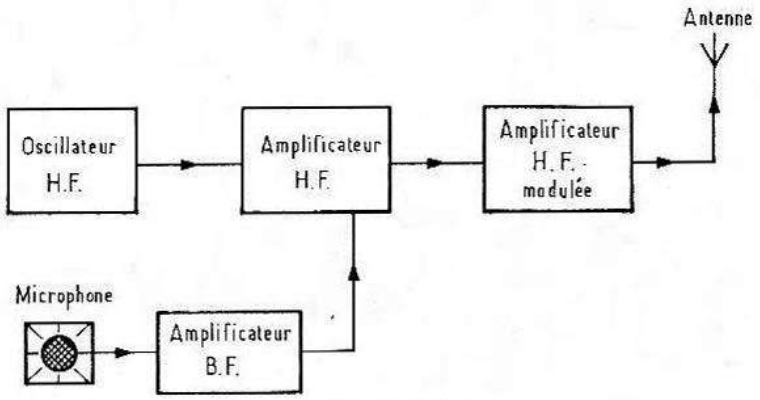


FIG. VIII-1

Revenons maintenant sur le phénomène de modulation en amplitude d'une oscillation HF par des signaux BF.

Regardons la figure VIII-2. En A, nous avons la représentation d'une oscillation HF de fréquence F, non modulée (on dit aussi une porteuse pure). En B, nous avons la représentation d'une oscillation BF de fréquence f destinée à moduler la porteuse précédente.

En C, nous avons le résultat après modulation. Nous voyons que l'*amplitude* de l'oscillation HF varie au même rythme que l'oscillation BF.

La profondeur de modulation détermine l'efficacité d'un émetteur ; aussi s'efforce-t-on de la faire maximum. La profondeur de modulation est maximum lorsque l'amplitude du signal BF est égale à l'amplitude de l'oscillation HF.

La profondeur ou taux de modulation s'exprime en « pour cent », et c'est le rapport entre les deux amplitudes que nous venons d'indiquer.

D'après le diagramme C de la figure VIII-2, nous avons :

$$\text{Taux } \% = \frac{b}{a} \times 100$$

Ainsi, si l'amplitude a de l'oscillation HF est de 200 volts et si l'amplitude b du signal BF est de 160 volts, nous aurons :

$$\text{Taux } \% = \frac{160}{200} \times 100 = 80 \ \%$$

(1) C'est le procédé de modulation en amplitude. Nous verrons la modulation en fréquence ultérieurement.

La profondeur de modulation de l'émission sera donc de 80 %.

La vitesse de propagation dans l'espace des ondes électromagnétiques est sensiblement la même que celle de la lumière, c'est-à-dire de 300 000 km par seconde.

Une oscillation électromagnétique est essentiellement caractérisée par sa *fréquence,* exprimée en kilocycles/seconde (kc/s) ou en mégacycles/seconde (Mc/s). Nous pourrons donc être amenés à parler aussi de *longueur d'onde* qui est, en fait, la distance parcourue dans l'espace par cette oscillation durant un cycle.

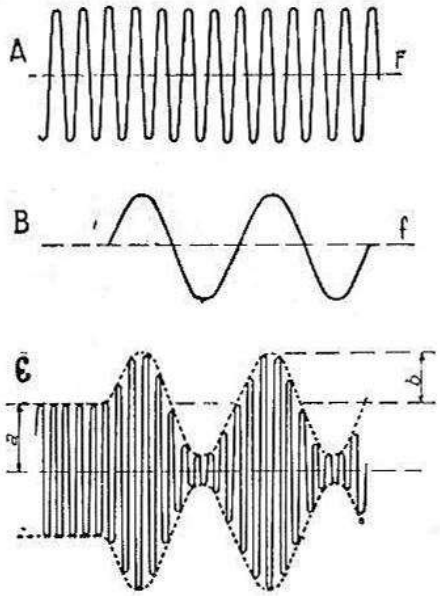


FIG. VIII-2

Il est aisé de transformer une longueur d'onde en fréquence, ou une fréquence en longueur d'onde, par simple application des formules suivantes, formules déjà vues avec les vibrations sonores :

$$F = \frac{V}{\lambda}$$

$$\lambda = \frac{V}{F}$$

et dans lesquelles nous avons :

F = fréquence en kc/s ;

λ = longueur d'onde (lambda) en mètres ;

V = vitesse de propagation, soit 300 000 km par seconde.

Soit à calculer la fréquence de l'émission de Droitwich effectuée sur la longueur d'onde de 1 500 m.

Nous avons :

$$F = \frac{V}{\lambda} = \frac{300\,000}{1\,500} = 200 \text{ kc/s}$$

Nous terminerons en examinant la « place occupée » par un émetteur modulé en amplitude.

L'onde électromagnétique ou porteuse a une fréquence F bien déterminée. Mais cette onde est modulée ! Nous allons supposer qu'elle est modulée par un signal BF de fréquence constante *f*. Dans le spectre électromagnétique, nous allons retrouver trois oscillations différentes : la porteuse de fréquence F, une oscillation de fréquence F + *f* et une oscillation de fréquence F — *f*. La figure VIII-3 nous donne l'exemple

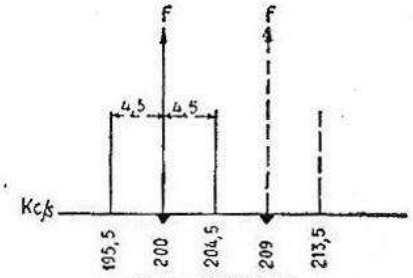


FIG. VIII-3

d'une onde porteuse de fréquence F égale à 200 kc/s modulée par un signal BF constant de 4 500 c/s, soit 4,5 kc/s ; nous retrouverons donc deux oscillations, l'une à 195,5 kc/s, l'autre à 204,5 kc/s. Ce sont les bandes latérales de modulation. Or, en réalité, la fréquence du signal BF de modulation varie sans cesse (parole, musique, etc.) entre un minimum de quelques cycles/seconde et un maximum que nous limiterons volontairement à 4 500 c/s. En conséquence, nous voyons que la bande de fréquences allant de 195,5 à 204,5 kc/s, soit 9 kc/s, est « occupée » par l'émission.

C'est ce qui se passe pratiquement, et l'on accorde une plage de 9 kc/s à chaque émetteur : signaux BF limités à 4 500 c/s (soit 4,5 kc/s) maximum. C'est la raison pour laquelle les fréquences porteuses des émetteurs sont distantes de 9 kc/s. Dans notre exemple, la porteuse de l'émetteur voisin aura une fréquence F' de 209 kc/s (ou 191 kc/s... de l'autre côté).

Rappelons que tout cela se rapporte aux émissions modulées en amplitude (AM), et que le procédé d'émission en modulation de fréquence (FM) sera étudié au chapitre XXIV, § 1 (le § 6 de ce même chapitre étant plus particulièrement réservé aux émissions FM en stéréophonie multiplex).

§ 2. — Processus de la réception

A la réception, seules les oscillations BF que l'on transformera ensuite en vibrations sonores nous intéressent. Il existe plusieurs procédés pour arriver à ce but ; voici le plus simple de ces procédés, celui qui est mis en œuvre dans les récepteurs dits « à amplification directe ».

L'antenne de réception recueille les signaux des différents émetteurs ; elle est induite par les champs électromagnétiques de ces divers émetteurs. Il importe donc, dès l'entrée au récepteur, d'opérer un tri parmi tous les signaux reçus, afin de ne conserver que le seul signal désiré

C'est le rôle des circuits accordés des étages sélecteurs, circuits que l'on règle sur la fréquence des oscillations HF (modulées) désirées.

L'oscillation HF modulée ainsi sélectionnée est ensuite amplifiée par un amplificateur HF. Pratiquement, on dispose d'une suite alternée de circuits accordés de sélection et d'étages d'amplification (voir fig. VIII-4).

Lorsque l'oscillation HF modulée est d'amplitude suffisante, on les applique à l'étage de détection. Le détecteur est un circuit dont le rôle est de séparer les signaux BF portés par les oscillations HF modulées.

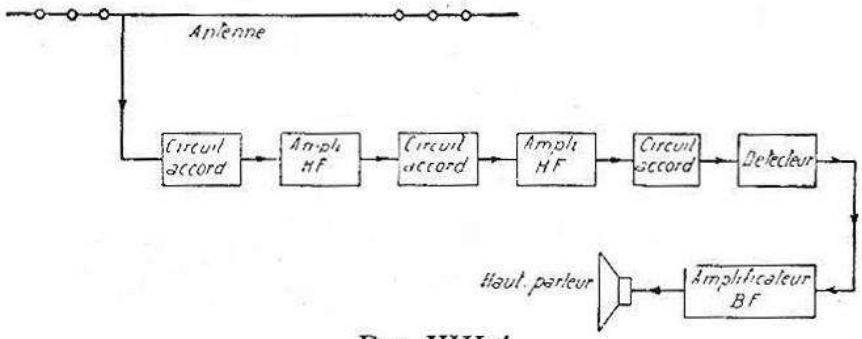


FIG. VIII-4

Les signaux BF ainsi extraits sont d'amplitude trop faible pour actionner correctement un haut-parleur ; on les amplifie donc avec les étages amplificateurs BF.

A la sortie de ceux-ci, nous avons alors le haut-parleur qui, comme nous le savons, transforme les signaux électriques BF en vibrations sonores.

Tout ceci est illustré par le schéma de la figure VIII-4.

L'autre procédé de réception mis en œuvre dans les récepteurs « à changement de fréquence » diffère du précédent en ce qui concerne la sélection de l'oscillation HF modulée désirée et l'amplification de celle-ci. Nous en reparlerons ultérieurement, en temps voulu.

§ 3. — Les circuits accordés

Comme nous l'avons vu, l'antenne de réception est induite par les champs électromagnétiques de *tous les émetteurs* susceptibles d'être reçus au lieu considéré. Il est donc nécessaire d'opérer un tri pour ne conserver que la tension induite relative à l'émetteur désiré, et rejeter les autres. Cette sélection est effectuée par les circuits accordés, circuits que l'on rencontre en plus ou moins grand nombre sur tous les récepteurs de radio.

Circuit parallèle

Le circuit accordé le plus couramment employé est le circuit parallèle : condensateur en parallèle sur la bobine (fig. VIII-5) ; on l'appelle aussi circuit antirésonant ou circuit bouchon.

Si, par un procédé quelconque, on applique un « choc », une perturbation électrique, au circuit LC, il se met à osciller électriquement avec sa fréquence et son amortissement propres, tout comme un pendule qui,

écarté de sa position de repos, se met à osciller mécaniquement avec une fréquence qui dépend de sa longueur.

En fait, il se produit un échange d'énergie entre condensateur et bobine, et inversement, échange d'énergie sous forme de courant sinusoïdal permettant de parler d'*oscillation* et de *circuit oscillant.*

La fréquence propre d'oscillation d'un circuit accordé est fonction des grandeurs de la capacité du condensateur et du coefficient de self-induction du bobinage. Cette fréquence est d'autant plus grande que les valeurs de L et de C seront plus petites.

La fréquence propre d'oscillation (ou de résonance) d'un circuit se calcule par la formule :

$$F = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{L\,.\,C}}$$

dans laquelle :

F = fréquence en c/s ;

$2\,\pi = 6{,}28$;

L = coefficient de self-induction en henrys ;

C = capacité en farads.

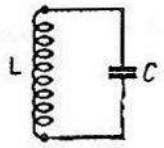


FIG. VIII-5

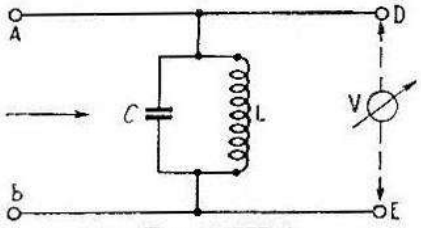


FIG. VIII-6

Toutefois, cette formule est assez peu commode en radiotechnique de par les unités employées (cycles/seconde, henrys et farads). C'est la raison pour laquelle on lui préfère la formule suivante :

$$F = \frac{159\,150}{\sqrt{L\,.\,C}}$$

utilisant des unités plus pratiques. En effet, dans cette dernière formule, nous avons :

F = fréquence en kilocycles/seconde (kc/s) ;

L = coefficient de self-induction en microhenrys (µH) ;

C = capacité en picofarads (pF).

Si, au lieu de la fréquence, on désire calculer la longueur d'onde propre du circuit oscillant, on peut appliquer directement la formule suivante :

$$\lambda = 1{,}885\,\sqrt{L\,.\,C}$$

dans la quelle nous avons :

λ = longueur d'onde en mètres (m) ;

L et C, comme précédemment, c'est-à-dire en microhenrys (µH) et en picofarads (pF).

Maintenant, nous allons nous livrer à une petite expérience illustrée par le schéma de la figure VIII-6.

Nous disposons d'un circuit accordé LC qui, par les grandeurs de L et de C, présente une fréquence propre de 1 000 kc/s ; on dit qu'il résonne, qu'il oscille, qu'il est accordé, sur 1 000 kc/s. A l'entrée du dispositif, c'est-à-dire entre les bornes A et B, nous connectons un générateur HF, autrement dit un appareil produisant une tension alternative à haute fréquence *d'amplitude constante*, mais de fréquence réglable au gré de l'opérateur. Notre circuit LC étant accordé sur 1 000 kc/s, dans notre expérience, nous ferons varier la fréquence du générateur HF, point par point, de 800 à 1 200 kc/s, par exemple. Par ailleurs, entre les bornes D et E de sortie, nous connectons un voltmètre pour haute fréquence V qui nous indiquera les tensions disponibles selon la fréquence appliquée à l'entrée.

Bien que la tension créée et fournie par le générateur soit constante, la tension disponible à la sortie n'est plus constante : elle varie avec la fréquence du signal appliqué, et ceci est dû uniquement à la présence du circuit accordé LC. En fait, par des mesures successives de la tension entre les points D et E correspondant aux fréquences appliquées, nous pouvons tracer la courbe de la figure VIII-7 où l'on voit très bien

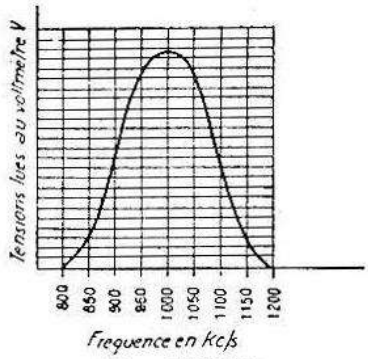


FIG. VIII-7

que la tension est *maximum* lorsque la fréquence du signal appliqué correspond à la fréquence de résonance du circuit LC (1 000 kc/s dans notre exemple).

En d'autres termes, l'impédance présentée par le circuit LC est *maximum* à la résonance (à la fréquence d'accord). Lorsque la fréquence du signal d'entrée s'écarte de la fréquence d'accord du circuit, soit au-dessous, soit au-dessus, l'impédance présentée par ledit circuit diminue très rapidement.

L'impédance d'un circuit parallèle à la fréquence de résonance se calcule par la formule :

$$Z = \frac{L}{r \cdot C}$$

L en henrys ;
C en farads ;
Z impédance en ohms ;
r résistance totale des pertes en ohms.

En conséquence, nous voyons que plus la résistance totale de pertes *r* sera faible, plus l'impédance à la résonance sera grande. Graphiquement, sur la figure VIII-7, cela se traduit par une courbe aux flancs très abrupts. Et l'on pourra dire aussi que plus cette résistance de pertes *r* sera faible, meilleur sera notre circuit accordé.

D'ores et déjà, nous pouvons comprendre le rôle d'un circuit accordé pour la sélection de l'émission désirée et la rejection des autres. L'entrée du circuit accordé étant sollicitée par diverses oscillations HF de fréquences différentes correspondant aux divers émetteurs reçus, notre circuit mettra principalement en évidence l'oscillation dont la fréquence est égale à sa fréquence de résonance, puisqu'il présente alors une impédance maximum. Pour les autres oscillations de fréquences différentes, l'impédance baisse considérablement, et ces oscillations sont considérablement affaiblies : on ne les retrouve *presque* plus à la sortie. Nous avons dit « presque » ; en effet, pratiquement, un *seul* circuit accordé est insuffisant pour apporter une sélection convenable de l'unique signal désiré. Il est nécessaire de conjuguer l'effet successif de plusieurs circuits accordés pour obtenir une bonne sélection (revoir la figure VIII-4).

La caractéristique d'un circuit accordé faisant qu'il peut sélectionner un courant ou une tension de fréquence donnée égale à sa fréquence de résonance, au détriment des courants ou des tensions de fréquences différentes, s'appelle la *sélectivité*.

La figure VIII-7 montre, en quelque sorte, la courbe de sélectivité de notre circuit.

La sélectivité découle directement du maximum d'impédance offert à la résonance par le circuit parallèle, et comme le maximum d'impédance, la sélectivité sera d'autant plus grande que la résistance de pertes totale sera plus petite. La qualité Q d'un circuit accordé peut se calculer par la formule :

$$Q = \frac{6{,}28 \cdot F \cdot L}{r}$$

dans laquelle nous avons :

F = fréquence en c/s ;

L = coefficient de self-induction en henrys ;

r = résistance de pertes en ohms.

Les circuits accordés des récepteurs modernes présentent généralement des facteurs de qualité Q de l'ordre de 60 à 200.

En principe, un récepteur de radio n'est pas destiné à recevoir une seule émission. Il faut recevoir une seule émission pour jouir pleinement du programme désiré ; mais il faut aussi pouvoir recevoir les autres émissions, à tour de rôle, les unes après les autres (!), afin de bénéficier du choix des programmes offerts.

C'est la fréquence de résonance du circuit accordé qui sélectionne l'oscillation correspondant à l'émetteur désiré. Il suffit donc de modifier cette fréquence de résonance et de la faire égale tour à tour aux fréquences des autres oscillations désirées.

La fréquence de résonance d'un circuit accordé dépendant de L et de C, nous pourrons donc agir, soit sur la capacité du condensateur, soit sur le coefficient de self-induction de la bobine.

Dans ce but, le circuit de la figure VIII-8 comporte un condensateur variable CV permettant de modifier la fréquence d'accord. L'autre pro-

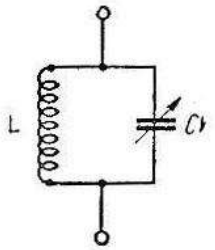


FIG. VIII-8

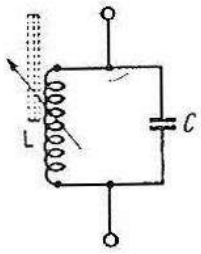


FIG. VIII-9

cédé est schématisé sur la figure VIII-9 où nous avons un circuit comportant un bobinage à noyau plongeur réglable en fer pulvérisé, noyau modifiant le coefficient de self-induction de la bobine et, en conséquence, la fréquence d'accord du circuit.

Circuit série

Une autre forme de circuit accordé est le circuit série, représenté sur la figure VIII-10, appelé aussi circuit résonant (le circuit parallèle porte le nom de circuit antirésonant, rappelons-le). Bien que le circuit série soit moins couramment employé en radio que le circuit parallèle, il importe tout de même de connaître exactement son comportement, à la résonance notamment.

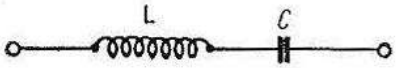


FIG. VIII-10

Aussi bien, nous pouvons dire qu'il se comporte exactement comme le contraire du circuit parallèle ; autrement dit, à la résonance, l'impédance du circuit série est *minimum*. Nous pouvons donc en conclure que son mode d'utilisation et de connexion sera tout différent de celui du circuit parallèle ; en effet, si le circuit parallèle met en évidence à ses bornes l'oscillation désirée, le circuit série, au contraire, se laisse facilement traverser par le courant dont la fréquence est égale à sa fréquence de résonance (impédance minimum)... alors qu'il s'opposera au passage des courants de fréquences différentes.

Nous allons illustrer les divers modes d'utilisation des circuits parallèle et des circuits série par quelques schémas-types d'application.

Sur la figure VIII-11, nous avons l'utilisation d'un circuit parallèle $L_1 C_1$ dans le circuit antenne-terre à l'entrée d'un récepteur pour une première sélection de l'émission désirée.

Si nous voulons accroître la sélectivité de ce circuit d'entrée, nous pouvons adjoindre le circuit série $L_2 C_2$ comme il est montré sur la figure VIII-12 : $L_2 C_2$ favorisera le passage de la fréquence désirée en affaiblissant les autres, fréquence qui sera mise en évidence aux bornes de $L_1 C_1$ avec un nouvel affaiblissement pour les fréquences voisines.

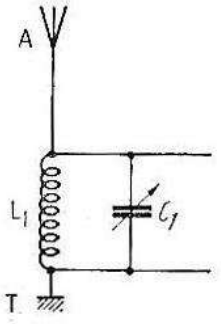


FIG. VIII-11

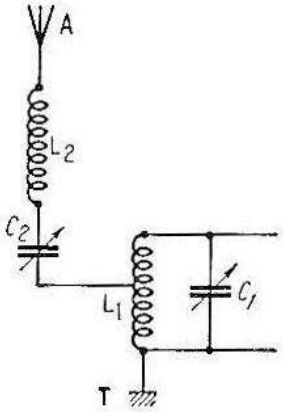


FIG. VIII-12

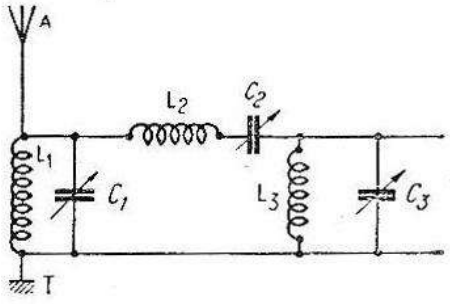


FIG. VIII-13

Il est possible aussi d'utiliser un circuit série $L_2 C_2$ en liaison entre deux circuits parallèle $L_1 C_1$ et $L_3 C_3$, comme il est indiqué sur la figure VIII-13.

Plus on dispose de circuits accordés, meilleure est la sélectivité. Bien entendu, il importe que les divers circuits accordés soient tous réglés sur la même et unique fréquence de résonance (égale à la fréquence de l'émission désirée).

Les figures VIII-14 et 15 montrent des utilisations différentes. Supposons que nous désirions recevoir une émission de fréquence F_1, mais que nous soyions gênés par une émission voisine ou puissante de fré-

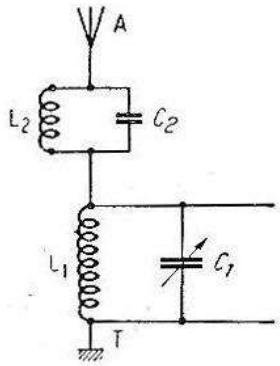


FIG. VIII-14

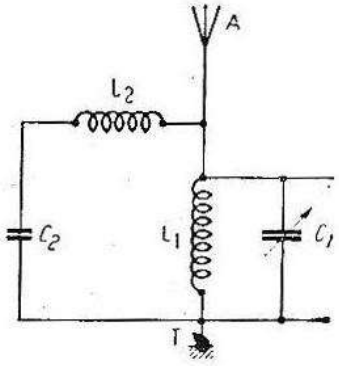


FIG. VIII-15

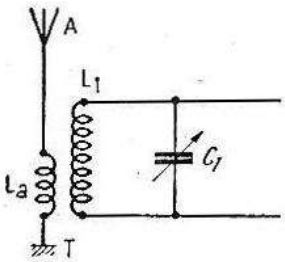


FIG. VIII-16

quence F_2. Nous pouvons réaliser le montage de la figure VIII-14, dans lequel nous avons $L_1 C_1$ accordé sur la fréquence F_1 à recevoir ; et nous intercalerons le circuit bouchon $L_2 C_2$ accordé sur la fréquence F_2 et qui s'opposera au passage de l'onde perturbatrice uniquement, sans gêner le passage de l'onde désirée.

Une variante est indiquée sur la figure VIII-15, où l'oscillation gênante est dérivée par le circuit $L_2 C_3$ série accordé sur la fréquence F_2 et offrant un passage commode à cette fréquence (impédance minimum).

Procédés de couplage

Il importe que nous sachions coupler entre eux deux circuits accordés, par exemple, ou que nous sachions attaquer le circuit accordé d'entrée d'un récepteur (par le circuit collecteur d'ondes antenne-terre).

Il existe de très nombreux procédés de couplage ; nous nous limiterons à ne citer que les principaux, ceux les plus couramment employés.

Le plus simple est évidemment le *couplage direct* entre le circuit antenne-terre et le premier circuit accordé ; c'est le montage qui a été représenté sur la figure VIII-11.

On lui préfère généralement le *couplage indirect* avec bobine auxiliaire pour le circuit antenne-terre (fig. VIII-16). La bobine auxiliaire L_a est couplée électromagnétiquement à L_1. De cette façon, le circuit $L_1 C_1$ est moins amorti et sa sélectivité est meilleure. Bien entendu, la bobine L_a n'est pas toujours obligatoirement incorporée dans un circuit antenne-terre ; elle peut faire partie du circuit de sortie d'un étage d'amplification et attaquer alors le circuit $L_1 C_1$ monté à l'entrée de l'étage faisant suite.

Citons, pour la liaison entre circuits accordés, les coupalges électrostatiques représentés sur la figure VIII-17 ; le couplage électromagnétique « tesla » (couplage indirect entre les bobinages de deux circuits accor-

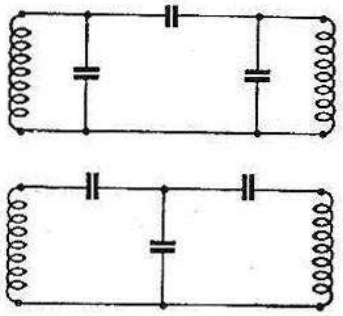


FIG. VIII-17

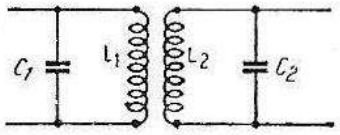


FIG. VIII-18

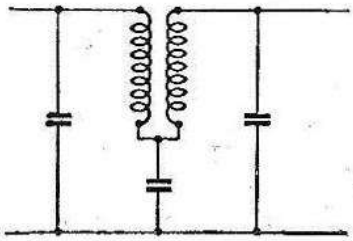


FIG. VIII-19

dés $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$) représenté sur la figure VIII-18 et sur lequel nous reviendrons dans un instant ; et enfin, le couplage mixte électrostatique et électromagnétique de la figure VIII-19.

Il existe d'autres procédés de couplage ; nous nous bornerons à ceux-ci, tous les autres n'étant que des dérivés, des variantes, ou des « mélanges » des schémas de base indiqués.

Filtre de bande (ou « tesla »)

Certes, la sélectivité d'un récepteur doit être très grande afin d'éliminer correctement les émissions voisines gênantes. Toutefois, la courbe de sélectivité globale — résultant de l'ensemble des circuits accordés —

ne doit pas être trop pointue au sommet... tout en conservant des flancs aussi abrupts que possible ! N'oublions pas, en effet, que nous n'avons pas qu'une seule fréquence à « passer » (onde porteuse), mais aussi les fréquences de modulation (bandes latérales) ; dans ce but, revoir la figure VIII-3.

Il est donc nécessaire que la courbe globale de sélectivité du récepteur respecte ces bandes latérales de modulation. Si la courbe est trop pointue, on constate un affaiblissement dans la reproduction des notes aiguës (fréquences élevées de la modulation). Compte tenu de la figure VIII-3 et de ce qui vient d'être dit, nous déduirons que la courbe de sélectivité idéale sera un rectangle ayant une largeur de 9 kc/s (fig. VIII-20).

Pratiquement, il est impossible d'atteindre ce résultat idéal ; mais on peut s'en approcher avec le filtre de bande ou tesla, dispositif comportant deux circuits accordés dont les bobinages sont couplés électromagnétiquement de façon convenable (circuits de la figure VIII-18).

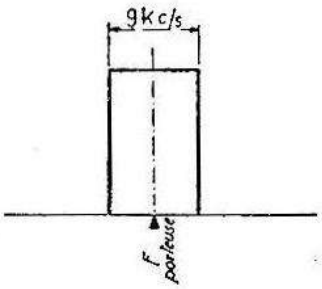


FIG. VIII-20

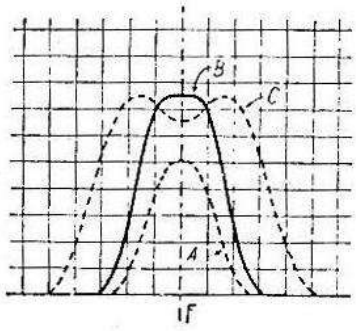


FIG. VIII-21

Nous supposerons que le couplage entre L_1 et L_2 des circuits de la figure VIII-18 est variable, ces circuits étant accordés tous deux à la fréquence de résonance F. Nous commencerons avec un couplage très faible entre L_1 et L_2 et nous relèverons la courbe de sélectivité (ou courbe de la bande passante) ; nous obtiendrons la courbe A de la figure VIII-21.

Augmentons progressivement le couplage et relevons la courbe de sélectivité chaque fois. Pour un certain couplage, appelé *couplage critique,* nous obtiendrons la courbe B, courbe remarquable parce que sa forme se rapproche de la courbe rectangulaire idéale.

C'est bien le couplage critique, car si nous continuons à augmenter encore ce couplage, la courbe de sélectivité prend la forme représentée par C ... forme désastreuse quant à cette fameuse sélectivité.

Les filtres de bande comportent donc des circuits placés au couplage critique à la fabrication, et l'on conçoit que, grâce à l'effet conjugué de plusieurs filtres de bande, on puisse s'approcher beaucoup de la bande passante rectangulaire idéale.

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 28. — La fréquence d'un émetteur est de 600 kc/s. Quelle est sa longueur d'onde ?

Problème n° 29. — La longueur d'onde d'un émetteur est de 30 mètres. Quelle est sa fréquence ?

Problème n° 30. — A la sortie d'un émetteur, nous disposons d'une tension HF de 200 volts de crête ; nous appliquons une tension BF de modulation de 150 volts de crête. Quelle est alors la profondeur de modulation ?

Quelle tension de crête BF maximum peut-on appliquer pour atteindre un taux de 100 % ?

Problème n° 31. — Nous disposons d'un circuit accordé parallèle composé d'une bobine présentant un coefficient de self-induction de 2 000 microhenrys associée avec un condensateur ayant une capacité de 500 picofarads. On demande de calculer la fréquence de résonance de ce circuit.

CHAPITRE IX

La détection

On se souvient que les ondes électromagnétiques ne sont utilisées que comme « porteuses » des oscillations BF, c'est-à-dire de la modulation. A la réception, nous sommes donc en présence d'un courant à haute fréquence (HF) porteur d'un courant à basse fréquence (BF) ; on dit aussi que le courant HF est modulé par le courant BF. Il est bien évident que seul le courant BF, *seule cette modulation,* nous intéresse. La détection consiste précisément à séparer, à extraire, ce courant BF qui nous fournira l'audition souhaitée (après amplification, le cas échéant). Nous avons d'ailleurs déjà parlé de cela au cours des paragraphes 1 et 2 du chapitre VIII. Mais rappelons-nous bien que, suivant la sensibilité, la sélectivité et la puissance exigées d'un récepteur, nous pouvons avoir plusieurs étages d'amplification *avant* le détecteur, ou n'en avoir aucun ; nous pouvons avoir aussi plusieurs étages d'amplification *après* le détecteur, ou n'en avoir aucun ; mais, aussi simple que soit un récepteur, nous y rencontrons toujours *un détecteur.* C'est le cas, par exemple, du récepteur à galène qui ne comporte qu'un circuit d'accord, un détecteur (la galène, précisément) et un casque pour l'audition immédiatement après la détection.

§ 1. — Principe de la détection

Examinons la figure IX-1 en A ; nous voyons nos oscillations HF + BF. Appliquons ce courant complexe à un détecteur ; à la sortie de ce dernier, nous obtenons ce qui est représenté sur la figure IX-1 en B. Nous ne conservons que les signaux situés au-dessus de l'axe Ox, c'est-à-dire les signaux positifs ; toute la partie négative, celle située au-dessous de l'axe Ox, a été éliminée. Nous aurions pu tout aussi bien conserver les signaux négatifs et éliminer ceux situés au-dessus de l'axe Ox ; ceci dépend uniquement du sens de connexion du détecteur.

Pourquoi et comment obtient-on ce résultat ?

Parce qu'un détecteur est un organe qui ne laisse passer le courant que dans un seul sens et s'oppose à son passage dans l'autre sens. On dit qu'il s'agit d'un organe à conductibilité unilatérale.

Cette conductibilité unilatérale peut être représentée graphiquement. Sur la figure IX-2, nous avons tracé la courbe caractéristique d'un détecteur en portant sur l'axe horizontal les tensions positives et négatives

appliquées, et sur l'axe vertical les intensités positives ou négatives correspondantes. On voit immédiatement que pour des tensions positives, c'est-à-dire des tension appliquées dans le sens de conductibilité du détecteur, l'intensité est importante. Par contre, pour des tensions négatives, c'est-à-dire des tensions appliquées dans le sens de non-conductibilité du détecteur, l'intensité est extrêmement faible.

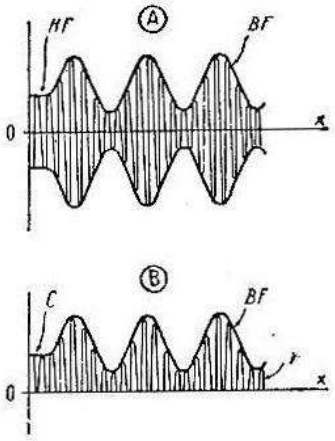


FIG. IX-1

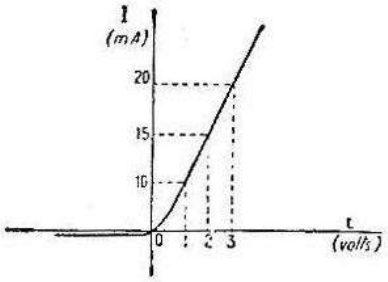


FIG. IX-2

La courbe caractéristique du détecteur représentée sur la figure IX-2 s'appelle « caractéristique de redressement ». Le constructeur d'un détecteur s'efforce toujours :

1° De faire cette caractéristique aussi droite que possible, afin d'obtenir une détection bien linéaire, c'est-à-dire que des variations de la tension appliquée provoquent des variations d'intensité rigoureusement proportionnelle ;

2° De faire le courant inverse, c'est-à-dire le courant qui passe dans le sens de non-conductibilité, aussi faible que possible.

Au point de vue linéarité de la détection, avec les organes détecteurs modernes, nous approchons de la perfection. En effet, seule la base de la courbe caractéristique présente un petit arc au départ du zéro ; tout le reste est parfaitement droit.

Quant au courant inverse, la caractéristique se rapproche énormément de l'axe horizontal ; ce qui signifie que ce courant est extrêmement faible, tellement petit... qu'il peut être négligé.

Mais revenons maintenant à la partie B de la figure IX-1, nous montrant la forme d'un courant HF modulé après son passage dans le détecteur.

En l'absence de modulation, le courant HF seul est néanmoins *détecté;* on dit aussi *redressé.* Et nous obtenons alors un courant ondulé fait d'alternances successives, mais toutes de même sens, représenté en *c.* Ce courant ondulé peut être filtré soit par un simple condensateur de faible capacité, soit par un filtre un peu plus complexe dit filtre en π

comportant une résistance associée à deux condensateurs. Le courant ondulé devient alors *courant continu* ; c'est la composante continue issue du courant HF détecté et proportionnelle à l'amplitude de ce dernier. On peut constater d'ailleurs la même chose lorsque le courant HF est modulé ; on parle alors de composante continue moyenne. Mais, elle a la même valeur que la composante continue née de la détection des signaux HF non modulés ; en effet, la modulation fait varier l'amplitude de façon parfaitement *symétrique* au-dessus et au-dessous du niveau HF moyen, et la composante continue moyenne restera donc égale à elle-même.

Comme nous l'avons dit, la composante continue née de la détection est proportionnelle à l'amplitude des signaux HF reçus. Dans les récepteurs modernes, on utilise donc cette tension continue pour commander automatiquement le gain des étages amplificateurs HF : l'amplification augmente lorsque le signal HF faiblit. Il s'agit là de la commande automatique de volume (C.A.V.) ou anti-fading. Sur les récepteurs simples, la composante continue est inutilisée. Mais nous reviendrons sur tout cela en temps utile.

Pour l'instant, nous avons dit que seule l'extraction des signaux BF nous intéressait. Par l'examen de la partie B de la figure IX-1, nous voyons que nous obtenons bien notre modulation BF. L'action du condensateur de filtre (appelé aussi condensateur réservoir) ou du filtre en π, a supprimé les ondulations HF résiduelle *r*. Autrement dit, à la sortie du filtre faisant suite à la détection, nous avons nos signaux BF superposés à une tension continue, comme il est montré sur la figure IX-3.

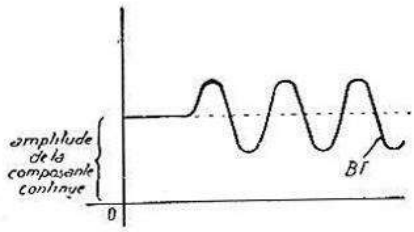


FIG. IX-3

Si cette tension continue n'est pas gênante, on l'applique, en même temps que les signaux BF, à l'étage ou à l'organe reproducteur faisant suite (liaison directe).

Par contre, s'il ne faut pas appliquer cette tension continue au circuit suivant, rien de plus simple pour s'en débarrasser. Il suffit d'intercaler un condensateur dans la liaison à l'étage faisant suite. La tension continue ne traversera pas le condensateur ; seuls les signaux BF (courant alternatif) trouveront leur passage à travers le condensateur et seront appliqués à l'étage suivant.

Tout cela sera concrétisé par des exemples pratiques que nous verrons au fur et à mesure de notre progression dans les montages de récepteurs.

§ 2. — Organes détecteurs utilisés en radio

Au début de la radio, on utilisait la propriété de conductibilité unilatérale de certains cristaux (notamment le cristal de galène ou sulfure de plomb) pour la construction des détecteurs.

Un détecteur à galène comporte essentiellement un morceau de sulfure de plomb, ou galène, fixé dans une cuvette C (fig. IX-4) et un bras articulé B porteur d'une pointe en acier souple P. En appliquant la pointe P sur la galène, en divers endroits successifs, et en recherchant

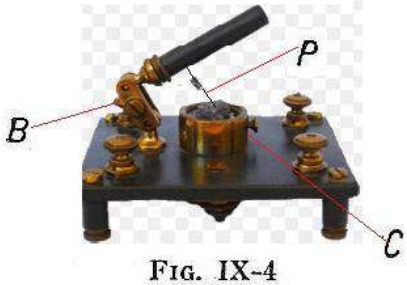


FIG. IX-4

FIG. IX-5

la pression convenable, il faut trouver le « point sensible », c'est-à-dire le point pour lequel la conductibilité unilatérale (dans le sens cristal vers pointe) est la meilleure. Une autre présentation est montrée sur la figure IX-5 : galène et pointe sont à l'intérieur d'un tube de verre protecteur.

Il est bien certain que, par leur principe même, ces détecteurs sont très instables ; il faut souvent rechercher un « point sensible ». Les détecteurs à galène sont toutefois encore employés de nos jours par les jeunes débutants, notamment. Cependant, on leur préfère souvent les détecteurs modernes à cristal de germanium dont nous allons vous entretenir maintenant.

Dans ces détecteurs modernes, on utilise donc un cristal de germanium sur lequel est soudée la pointe de contact en tungstène. De ce fait, le détecteur devient alors absolument indéréglable ; il est parfaitement stable, il présente une capacité propre très faible, et le courant inverse est pratiquement négligeable.

Il existe de nombreux types de détecteurs à cristal de germanium. Pour fixer les idées, nous nous limiterons à en citer deux seulement : le type américain 1N34 (fig. IX-6) et le type européen OA85 (fig. IX-7).

FIG. IX-6

FIG. IX-7

Ce sont des détecteurs dits à « usages généraux ». Comme nous le voyons sur les figures, ces détecteurs sont d'un encombrement extrêmement réduit. Le modèle américain est présenté sous la forme d'un minuscule tube de stéatite ; le modèle européen, lui, est conçu à l'intérieur d'une toute petite ampoule de verre. Aux extrémités, sur l'un comme sur

l'autre, nous avons des fils permettant la soudure du détecteur dans le circuit où il est inséré. A ce propos, indiquons qu'il ne faut jamais souder les fils trop près du détecteur ; mieux même, au moment de la soudure, il convient de serrer le fil entre les mors d'une pince plate placée entre le détecteur proprement dit et le point de soudure. Cette disposition évite que la chaleur se propage à l'intérieur du détecteur, ce qui risquerait de l'endommager.

Qu'il s'agisse de l'ancien détecteur à galène ou du détecteur moderne à cristal de germanium, la représentation symbolique utilisée dans les schémas est montrée sur la figure IX-8. Bien entendu, lorsqu'il s'agit du détecteur au germanium, on indique en plus le type, comme il est montré sur la figure IX-9 ; ainsi, aucune confusion n'est possible.

FIG. IX-8

FIG. IX-9

Revenons à la figure IX-8. Le courant circule dans le sens de la flèche (sens conventionnel du courant). On remarquera bien le sens de la flèche par rapport au triangle utilisé dans la représentation symbolique du détecteur. De cette façon, uniquement en regardant la figure IX-9, nous savons dans quel sens circule le courant traversant le détecteur.

Le fil de connexion par lequel le courant sort du détecteur s'appelle la *cathode*. Pratiquement, sur un détecteur, la cathode est repérée, soit par le signe +, soit par l'inscription « cath », soit enfin par un anneau de couleur (voir figures IX-6 et 7).

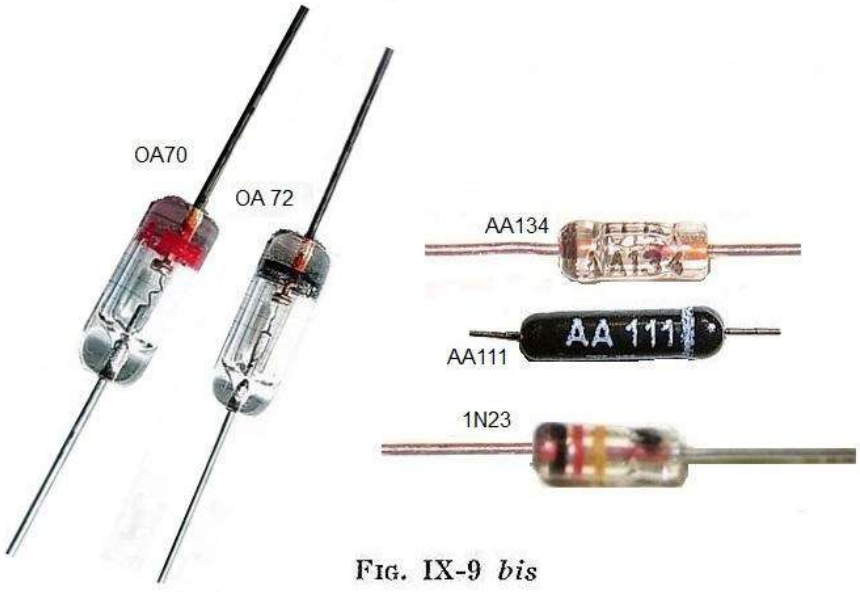


FIG. IX-9 *bis*

La photographie de la figure IX-9 bis nous montre des diodes au germanium tout verre (La Radiotechnique) types miniatures et subminiatures.

Les éléments à cristal de germanium ne sont pas les seuls détecteurs utilisés en radio. On emploie aussi beaucoup les tubes électroniques, soit la lampe diode, soit les lampes triode et pentode en détecteur grille ou plaque... Mais n'anticipons pas ; nous verrons cela en temps utile.

§ 3. — Trois montages simples de récepteurs

Les montages de récepteurs que nous allons étudier maintenant sont les plus simples que l'on puisse rencontrer en radio. Il s'agit des classiques « postes à galène » fort appréciés autrefois par les jeunes débutants.

Ces récepteurs comportent :

a) un circuit d'accord, plus ou moins important, permettant de choisir l'oscillation HF modulée désirée ;

b) un détecteur ;

c) un casque groupant deux écouteurs pour l'audition. Examinons d'abord le premier montage représenté sur la figure IX-10.

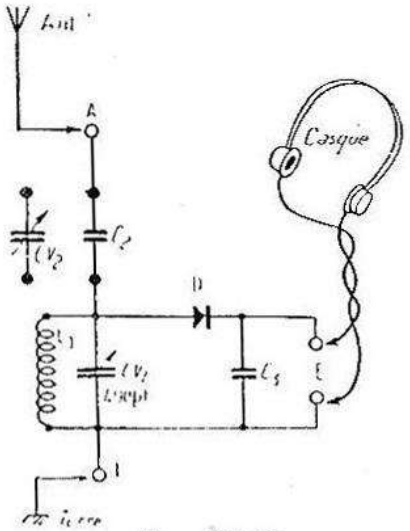


FIG. IX-10

Les oscillations HF recueillies par l'antenne sont appliquées au circuit d'accord L_1 CV_1 par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison C_2 de 200 à 500 pF. Cette attaque directe du circuit d'accord est assez peu recommandée, car l'antenne provoque un amortissement du circuit d'accord. Il y a donc diminution du coefficient de surtension de ce circuit, ce qui se traduit, l'on s'en souvient, par une réduction de la sélectivité et de l'amplitude de l'oscillation HF désirée mise en évidence par L_1CV_1. Aussi bien, préfère-t-on remplacer C_2 par un condensateur variable CV_2 (capacité variable entre quelques picofarads et 100 pF maximum). On réalise ainsi un couplage capacitif ajustable et l'on dose la capacité de CV_2 à « juste ce qu'il faut » pour obtenir une réception convenable.

L'enroulement L_1 est la bobine d'accord dimensionnée selon la gamme de fréquences à recevoir. L'accord sur la fréquence désirée, sur la station à recevoir, est obtenu par le réglage du condensateur variable CV (généralement 490 pF en position de capacité maximum).

L'oscillation HF modulée correspondant à la station désirée, et mise en évidence aux bornes de L_1CV_1, est appliquée au détecteur D. Celui-ci pourra être un détecteur à galène ; mais on lui préférera, comme nous l'avons dit, un détecteur moderne à cristal de germanium plus sensible, d'un meilleur rendement, et absolument indéréglable.

Ensuite, nous trouvons le condensateur C_3 qui est le condensateur de filtre ou condensateur réservoir de la détection dont nous avons déjà parlé, destiné à supprimer les résidus du courant ondulé HF après le détecteur (revoir les fig. IX-1-B et IX-3). La capacité du condensateur C_3 doit être telle qu'il offre une impédance faible au courant ondulé HF et une impédance élevée au courant BF de la modulation. Dans le cas présent, un condensateur de 1 000 à 1 500 pF convient très bien.

Ensuite, nous avons un casque à haute impédance (résistance de 2 000 à 4 000 ohms en courant continu) connecté aux bornes E. Ce casque transforme le courant BF en vibrations sonores.

On remarquera que la composante continue issue de la détection traverse également le casque. Mais ceci n'a aucune importance ici : Les plaques vibrantes du casque ne réagissent pas au courant continu, mais seulement au courant alternatif basse fréquence de la modulation.

De tels récepteurs simples ne comportent donc aucun dispositif d'amplification. Aussi bien les conditions locales de réception jouent-elles un grand rôle dans la qualité des auditions obtenues : puissance de l'émetteur, éloignement ou proximité des stations, etc. De toutes façons, et pour la même raison, il convient d'utiliser une antenne bien dégagée et assez longue, ainsi qu'une excellente prise de terre destinée à bien fermer le circuit collecteur d'ondes « antenne-terre ».

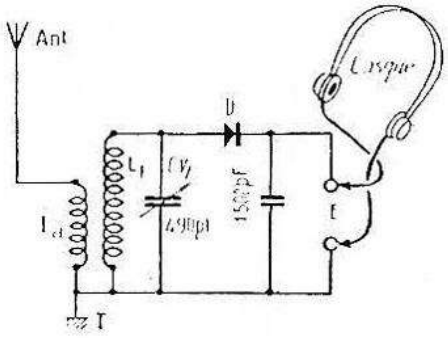


Fig. IX-11

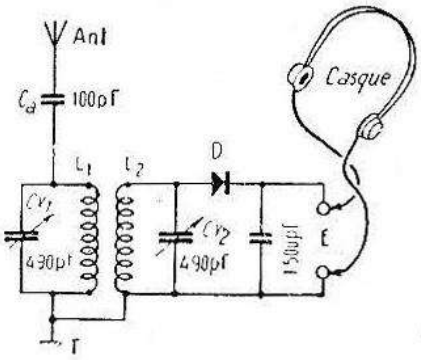


Fig. IX-12

Une variante de ce premier montage est illustrée par la figure IX-11. On utilise un couplage inductif ou électromagnétique entre le circuit antenne-terre et le circuit d'accord. Les oscillations HF recueillies parcourent la bobine L_a et induisent une tension HF correspondante dans la bobine L_1 du circuit d'accord, L_a et L_1 étant bobinées sur le même mandrin. La sélectivité ainsi obtenue est meilleure que dans le montage précédent.

Malgré ce dispositif amélioré, il peut se faire que l'on trouve encore la sélectivité insuffisante, notamment si l'on est à proximité de plusieurs

émetteurs puissants dont les fréquences respectives ne présentent pas une différence suffisante. Dans ce cas, la sélection opérée par le seul circuit L_1CV_1 laisse à désirer ; on obtient bien un maximum d'audition lorsqu'on passe sur l'accord de la station choisie (manœuvre de CV_1), mais on écoute en même temps la modulation (plus faible) de l'émetteur voisin en fréquence.

La solution qui vient immédiatement à l'esprit est l'emploi de deux circuits d'accord successifs. On effectue alors une double sélection et les oscillations de l'émetteur gênant seront beaucoup plus atténuées. Le schéma de ce montage est donné sur la figure IX-12. Les circuits L_1CV_1 et L_2CV_2 sont identiques et doivent être évidemment accordés tous deux sur l'émetteur à recevoir. L'antenne est couplée par un condensateur C_a dont on pourra déterminer la capacité optimum par expériences successives, la valeur indiquée de 100 pF étant le maximum. Ensuite, nous avons une liaison par couplage inductif entre L_a et L_2, ces deux bobinages étant enroulés sur le même mandrin.

En ce qui concerne les montages des figures IX-11 et 12, les circuits d'accord mis à part, les autres éléments et leur fonctionnement sont les mêmes que dans le montage de la figure IX-10 ; nous n'y reviendrons donc pas.

CHAPITRE X

Bases du tube de radio

§ 1. — Généralités

Outre les détecteurs à cristal, on utilise aussi des tubes électroniques pour la détection des signaux. Nous l'avons déjà dit ; mais ce n'est pas là leur seule possibilité. On pourrait même dire que les tubes électroniques sont des organes aux multiples possibilités. En radio, les utilisations les plus importantes des tubes électroniques sont le *redressement* du courant alternatif et l'*amplification* des signaux, qu'ils soient à haute fréquence ou à basse fréquence.

Un tube électronique est constitué par une ampoule de verre (quelquefois, de métal) dans laquelle on a fait le vide. A l'intérieur de l'ampoule, sont montées les électrodes du tube ; elles sont au nombre de deux à neuf, selon le type de tube. Nous parlons ici de tubes simples, car il est possible aussi de rencontrer des modèles comportant plusieurs tubes, aux fonctions différentes, dans la *même* ampoule. Les électrodes sont reliées, au moyen de fils, aux broches du culot du tube. Par l'intermédiaire du support recevant le culot du tube et le maintenant en position convenable, il se trouve connecté au circuit dans lequel il est incorporé et reçoit les tensions d'alimentation convenables.

Parmi les électrodes composant un tube électronique, il y a toujours une *cathode* et une *anode*. Ainsi, dans la lampe la plus simple, celle qui ne comporte que deux électrodes et que l'on appelle *diode*, nous aurons donc une cathode et une anode. Toutes les électrodes qu'il est possible d'ajouter portent le nom de *grilles* et se trouvent pratiquement intercalées entre la cathode et l'anode.

C'est ainsi qu'une lampe à trois électrodes comporte, dans l'ordre, une cathode, une grille et une anode ; ce tube électronique s'appelle *triode*. Si nous avons quatre électrodes, ce sera, dans l'ordre : une cathode, une grille, une seconde grille, et une anode ; cette lampe s'appelle alors *tétrode*.

En continuant de cette sorte, nous avons les tubes suivants : pentode, hexode, heptode, octode et ennéode.

La figure X-1 nous montre la représentation schématique des tubes de radio : en A, une diode ; en B, une triode ; ensuite, il suffit d'intercaler des grilles selon le type du tube. Avant d'aller plus loin, nous

devons tout de suite préciser que la cathode est une électrode qui doit être chauffée. Dans les tubes à chauffage direct, la cathode est parcourue par un courant électrique qui la porte au rouge sombre ; on peut donc dire que cathode et filament de chauffage ne font qu'un. C'est le cas des tubes représentés en A et B sur notre figure X-1. Par contre, dans le cas d'un tube à chauffage indirect, nous avons deux organes bien distincts : la cathode chauffée par un filament séparé ; ceci est

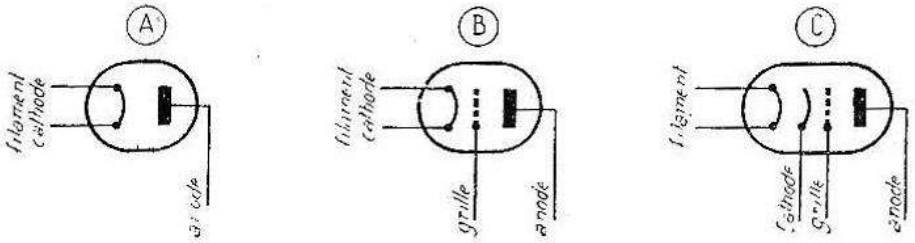


FIG. X-1

représenté en C sur notre figure. Dans ce cas, le filament ne fait pas fonction de cathode ; il n'est là que pour chauffer cette dernière et il ne compte pas pour une électrode. C'est ainsi que les dessins B et C représentent tous deux des *triodes,* la première étant à chauffage direct, la seconde à chauffage indirect. Nous reviendrons d'ailleurs dans un instant sur ces questions.

Pour le moment, et à l'aide de la figure X-2, nous allons nous livrer à une petite expérience. En A, nous disposons de la lampe la plus simple qui soit : une diode. Sa cathode (ou son filament tenant le rôle de cathode, si l'on préfère, puisqu'il s'agit d'un tube à chauffage direct)

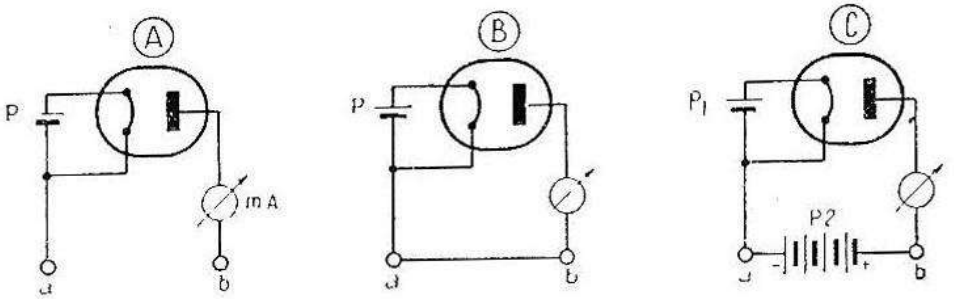


FIG. X-2

est chauffée par une source de courant électrique, la pile P. Le fil *a* est prévu pour une connexion éventuelle sur la cathode. Dans le circuit anodique — fil *b* — intercalons un milliampèremètre mA. L'aiguille de ce dernier reste à zéro.

En chauffant la cathode, les électrons gravitant autour des noyaux atomiques, parviennent à se soustraire de l'influence du noyau positif et quittent la surface de cette cathode. Tant que l'anode (que l'on appelle

également la plaque) est laissée libre, elle n'exerce aucune influence sur les électrons libérés chargés négativement.

Si maintenant, comme il est montré en B, nous relions *a* et *b*, nous constaterons une faible intensité à la lecture du milliampèremètre.

Il nous faut conclure qu'une partie des électrons issus de l'émission électronique de la cathode, ont atteint l'anode.

Passons maintenant à l'expérience C. Nous avons toujours notre pile de chauffage P1 ; mais de plus, intercalons une pile anodique P2, « moins » à la cathode, « plus » à l'anode, afin de porter cette dernière à un potentiel positif élevé par rapport à la cathode. La déviation de l'aiguille du milliampèremètre de plaque est alors très importante. Grâce au potentiel positif de l'anode, les électrons négatifs sont attirés en plus grand nombre, d'où l'intensité plus élevée lue au milliampèremètre. Lorsque les électrons ont atteint la plaque, ils parcourent le circuit anodique, traversent le milliampèremètre, la pile P2, et retournent finalement au point d'où ils sont partis, c'est-à-dire à la cathode.

Remarquons bien le sens du parcours de ces électrons qui correspond au sens réel du courant électrique, mais qui, par malchance, est en opposition avec le sens préconisé par convention. Revoir à ce sujet, ce que nous avons dit au cours du chapitre premier, § 1.

Il nous faut donc admettre que le sens conventionnel du courant électrique est opposé au sens du courant électronique. Mais il nous faut bien le supposer et l'admettre, si l'on veut s'y retrouver et mettre un peu d'ordre dans son esprit.

Mais revenons à l'expérience C de la figure X-2. Ne croyons pas que les électrons chargés négativement quittent la cathode et atteignent aussitôt l'anode. En réalité, lorsqu'un premier groupe d'électrons quittent la cathode, ils tendent *à repousser* les électrons qui suivent, puisque tous sont chargés négativement et que des charges de même nom se repoussent. Les électrons issus de la cathode sont donc soumis à la force attractive de l'anode positive et à la force répulsive des autres électrons précédemment émis et n'ayant pas encore atteint la plaque. Cet état de fait provoque la formation d'un « nuage » d'électrons négatifs tout autour de la cathode, nuage appelé *charge d'espace* et duquel partent tour à tour, au fur et à mesure du besoin si l'on peut dire, les électrons attirés par l'anode.

§ 2. — Les cathodes

A. — *Chauffage direct*

Comme nous le savons déjà, une cathode à chauffage direct n'est constituée que par un fil, le filament, parcouru par un courant électrique appelé courant de chauffage ; filament et cathode ne font qu'un. Ce filament est, soit en tungstène pur, soit recouvert d'une couche d'oxydes destinée à accroître le plus possible le flux électronique pour

une intensité de chauffage donnée. Le diamètre d'un filament dans les tubes modernes à chauffage direct (tubes de réception) est de l'ordre du centième, ou au plus, de quelques centièmes de millimètre. Dans les tubes d'émission à chauffage direct, par contre, ce diamètre peut atteindre quelques millimètres.

Les tubes de réception à chauffage direct sont presque exclusivement utilisés sur les petits récepteurs portatifs, dits récepteurs-batterie. Le chauffage est assuré en *courant continu* au moyen d'une pile. L'utilisation d'un courant continu de chauffage est obligatoire avec un tube à chauffage direct. En effet, si l'on applique un courant de chauffage alternatif à 50 c/s par exemple, la température de la cathode, et par suite son émission électronique, vont varier à la fréquence de deux fois 50 c/s (deux alternances par cycle). Ce qui se traduit, en fin de compte, par un violent et perpétuel ronflement à 100 c/s dans le haut-parleur du récepteur.

Cette argumentation n'est plus valable dans le cas des tubes de puissance ou des tubes d'émission ; en effet, bien qu'à chauffage direct, le « filament-cathode » est alors d'un diamètre important, présentant de ce fait une inertie calorifique très grande. Le chauffage en courant alternatif devient donc possible, l'émission électronique de la cathode restant sensiblement constante.

Pour les tubes à faible puissance des séries « batterie », le chauffage en courant continu (par pile) est donc nécessaire. Si l'on veut utiliser une source de courant alternatif, il faut d'abord redresser ce courant, puis le filtrer très convenablement, afin de le rendre aussi... continu que possible. C'est ce que l'on fait dans les récepteurs portatifs appelés « piles-secteur » pouvant fonctionner, comme le nom l'indique, soit sur piles, soit sur secteur, et cela avec le même jeu de lampes à chauffage direct.

Si l'on veut réaliser un chauffage en courant alternatif brut, il faut alors utiliser des tubes avec cathode à chauffage indirect. Ce sont ces types de tubes que l'on utilise sur les récepteurs normaux, alimentés par le secteur, et que nous allons voir maintenant.

B. — *Chauffage indirect*

La cathode à chauffage indirect se compose essentiellement d'un petit tube métallique sur lequel est déposée la couche d'oxydes émissive d'électrons. La paroi intérieure de ce tube est recouverte d'une couche isolante et réfractaire. Le filament replié en forme de U est placé à l'intérieur de ce tube. On voit donc bien que les fonctions de chauffage et d'émission électronique sont indépendantes et confiées à des organes distincts. Le tube métallique d'un diamètre relativement gros, présente une inertie calorifique importante ; de ce fait, la température et par suite, l'émission électronique sont absolument constantes quelle que soit

la forme du courant de chauffage. Ce qui veut dire, en d'autres termes, que ce dernier pourra fort bien être du courant alternatif, soit issu directement du secteur, soit abaissé à la tension convenable au moyen d'un simple transformateur (selon le type de lampe).

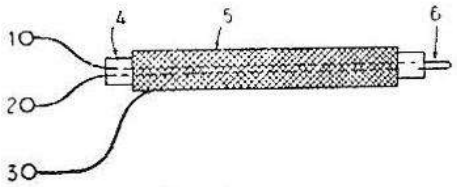


FIG. X-3

La figure X-3 illustre la construction d'une cathode à chauffage indirect. Nous avons :

1 et 2 = connexions pour le chauffage du filament ;

3 = connexion pour le circuit de cathode ;

4 = tube métallique (cathode) ;

5 = couche d'oxydes émissives ;

6 = filament.

§ 3. — Alimentation des filaments

Nous le savons maintenant, selon le type de cathode utilisé (chauffage direct ou chauffage indirect), il nous faudra adopter un courant de chauffage continu ou alternatif.

Les tubes à chauffage direct modernes sont conçus pour être chauffés à l'aide d'une pile ou d'une batterie de piles. Ces tubes ont une tension de chauffage de 1,4 V, tension correspondant à celle d'un élément de pile sèche.

D'autres tubes ont une tension de chauffage de 2,8 V. En réalité, ces tubes comportent deux éléments chauffants à 1,4 V connectés en série. Mais on peut aussi les relier en parallèle, par une connexion sur le support de lampe ; de ce fait, il est possible de ramener la tension de chauffage à 1,4 V également (mais avec une intensité double de celle nécessaire avec 2,8 V).

Dans les tubes à alimentation par pile, on s'est efforcé de faire l'intensité de chauffage aussi faible que possible, compatible cependant avec un fonctionnement correct de la lampe (émission électronique convenable). Ceci dans le but de prolonger autant que l'on peut, la durée de vie de la pile de chauffage. Pour ces tubes, l'intensité de chauffage est de 25, ou 50, ou 100 mA, selon le type.

Rappelons que dans les récepteurs « piles-secteur », ces tubes sont chauffés par le courant électrique du réseau, dans la position « secteur ». Mais le courant alternatif du réseau est rendu artificiellement *continu* par redressement et filtrage soigné.

Enfin, il est possible de relier :

a) tous les filaments en parallèle. Supposons que nous ayons 4 tubes chauffés à 1,4 V, les trois premiers avec une intensité de 50 mA, le quatrième avec une intensité de 100 mA (figure X-4) ; la tension de chauffage sera évidemment de 1,4 V et l'intensité demandée à la source de 250 mA.

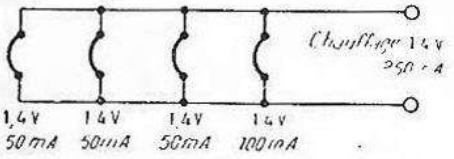


FIG. X-4

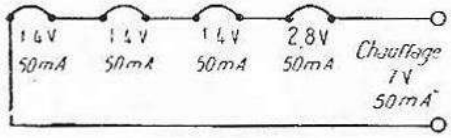


FIG. X-5

b) tous les filaments en série. Attention ! Dans ce cas, il est capital que les intensités de chauffage de chaque tube soient identiques. Supposons que nous ayons 4 tubes présentant tous une intensité de chauffage de 50 mA, les trois premiers sous une tension de 1,4 V et le quatrième sous une tension de 2,8 V. Nous pouvons les grouper comme il est montré sur la figure X-5. La tension de chauffage sera de 7 volts et l'intensité demandée à la pile sera de 50 mA.

Quant aux tubes avec cathode à chauffage indirect, nous savons que nous pouvons les alimenter directement en courant alternatif en ce qui concerne le chauffage.

De très nombreux tubes de cette catégorie ont une tension de chauffage de 6,3 V eff. Le procédé d'alimentation est très simple ; la tension des réseaux électriques étant comprise entre 110 et 240 V, il suffit d'utiliser un transformateur abaisseur de tension dont le primaire est établi pour la tension de ce réseau et le secondaire fournissant la tension de 6,3 V requise pour le chauffage (voir figure X-6).

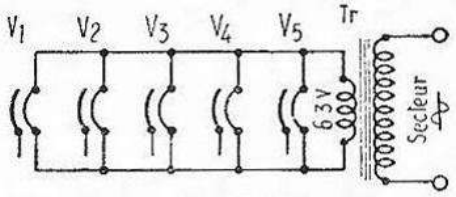


FIG. X-6

L'intensité demandée au secondaire du transformateur est égale à la somme des intensités de chauffage de chaque tube V_1, V_2, V_3, V_4 et V_5.

Parmi les tubes à chauffage indirect, il existe des types aux tensions de chauffage les plus diverses : 12,6 — 14 — 15 — 16,5 — 17 — 19 — 21 — 21,5, etc. Ces tubes sont alors montés avec leurs filaments en série comme il est indiqué sur la figure X-7, étant bien entendu qu'ils présentent tous la même intensité de chauffage. Point n'est besoin alors de transformateur abaisseur de tension ; mais nous trouvons un autre organe : la résistance R. En effet, quelle est la tension de chauffage

nécessaire aux quatre tubes de notre exemple ? Cette tension est égale à la somme des tensions de chauffage de chaque tube, soit 65,4 V. Or, la tension du secteur est de 110 V ; nous avons donc 44,6 volts excédentaires à chuter. C'est le rôle de la résistance R dont la valeur sera le quotient de la tension à chuter (44,6 V) par l'intensité de chauffage (0,3 A) ; simple application de la formule $R = \frac{E}{I}$. En effectuant le calcul, nous trouvons R = 130 Ω pour l'exemple de notre figure.

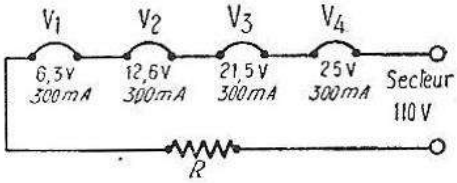


FIG. X-7

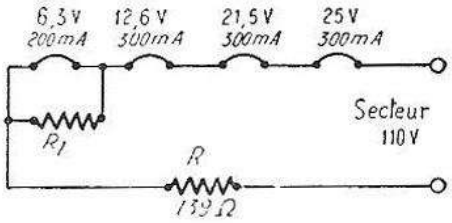


FIG. X-8

Supposons maintenant, qu'à la place du tube V_1, de 6,3 V 300 mA, nous soyions obligés de monter un tube présentant une intensité de chauffage de 200 mA seulement. Ceci est représenté sur la figure X-8. Une telle disposition est possible, à condition de maintenir l'intensité à 300 mA dans tout le circuit. Comme il ne passe que 200 mA dans notre nouveau tube, il nous faut dériver 100 mA dans une résistance R_3 montée en parallèle, résistance soumise à une tension de 6,3 V et devant écouler 100 mA (ou 0,1 A). Ce qui donne $R_1 = \frac{6,3}{0,1} = 63\ \Omega$.

Très souvent, en plus de la résistance chutrice R, on trouve aussi intercalée dans le circuit de chauffage, une résistance CTN, ou résistance à coefficient de température négatif (voir chapitre II § 1). Il s'agit d'un organe présentant une forte résistance à froid, résistance diminuant au fur et à mesure de l'échauffement. Cette disposition évite la tension de pointe sur le filament des tubes à l'instant de la mise en service, autrement dit avant que la consommation normale ne se soit établie dans le circuit. La valeur d'une résistance CTN en fonctionnement, c'est-à-dire bien chaude, n'est pas négligeable. En conséquence, il convient de diminuer d'autant la valeur de la résistance R, afin d'obtenir une tension de chauffage correcte sur les tubes. Le type de la résistance CTN doit être choisi selon l'intensité de chauffage circulant dans le circuit : 300 mA, 100 mA, etc.

Le groupement en série des filaments des tubes à chauffage indirect se rencontre dans les récepteurs dits « tous courants » ; ce qui signifie : pour courant alternatif ou pour courant continu. En effet, si l'on ne dispose que d'un réseau de distribution électrique à courant continu, il n'est pas question d'adopter le montage de la figure X-6 : On sait qu'un transformateur ne fonctionne pas sur le courant continu. Seule

la disposition illustrée par la figure X-7 à titre d'exemple — filaments connectés en série et résistance chutrice — reste possible. Un récepteur dont les filaments des tubes sont chauffés de cette façon fonctionnera aussi bien sur courant alternatif que sur courant continu. Précisons cependant que très souvent, on construit des récepteurs « tous courants » surtout pour des raisons de faible encombrement, faible poids et meilleur prix de revient (suppression du transformateur).

Ainsi, comme nous venons de le voir, un tube à chauffage indirect, bien qu'il fut établi pour être chauffé en courant alternatif, peut aussi être alimenté en courant continu. Ce qui est d'ailleurs tout à fait normal... pourvu que le filament chauffe sa cathode. Tandis que cela est nullement possible avec les tubes à chauffage direct.

L'utilisation des tubes à chauffage indirect, avec filaments alimentés en courant continu, se rencontre aussi sur tous les postes-voitures (auto-radio). Il s'agit là alors de tubes des séries 6,3 V ou 12,6 V, tous connectés en parallèle et chauffés par la batterie d'accumulateurs 6 V ou 12 V du véhicule.

Sur certains récepteurs « auto-radio », l'alimentation des filaments des lampes est commutable, suivant la tension de l'accumulateur de la voiture. Il s'agit alors de tubes à chauffage sous 6,3 V. Tous les tubes sont groupés en parallèle dans le cas d'un accumulateur de 6 V. Pour un accumulateur de 12 V, les tubes sont montés en série deux par deux pour atteindre la tension de 12,6 V, et ces groupements-série sont évidemment reliés en parallèle sur le circuit de chauffage à 12 V.

§ 4. — Courbe caractéristique d'un tube diode

Comme nous l'avons vu précédemment, le tube électronique le plus simple est la diode (fig. X-9), qu'il s'agisse d'une diode à chauffage direct (en A) ou d'une diode à chauffage indirect (en B).

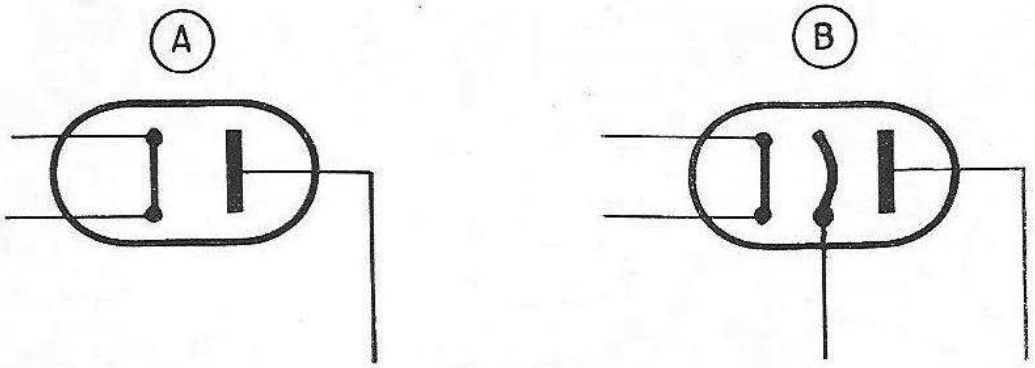


FIG. X-9

La diode peut être utilisée dans le redressement du courant alternatif (transformation du courant alternatif en courant continu après redressement et filtrage). Etant donné que les tensions et les intensités

sont, dans ce cas, assez grandes, les électrodes (cathode et anode) sont alors de dimensions relativement importantes.

La diode peut également être utilisée dans le redressement des signaux HF modulés, autrement dit, en *détection*. La diode remplace alors le cristal de germanium dans les fonctions et les montages que nous avons déjà vus. La figure X-10 nous montre d'ailleurs la correspondance des électrodes entre une diode et un cristal dans les représentations schématiques. En détection, les tensions et intensités sont très faibles ; les électrodes de la diode pourront alors être de dimensions très petites. La flèche représente le sens conventionnel du courant électrique.

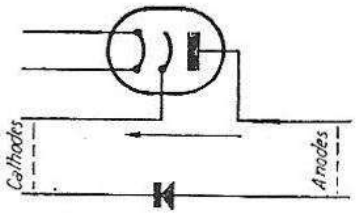


FIG. X-10

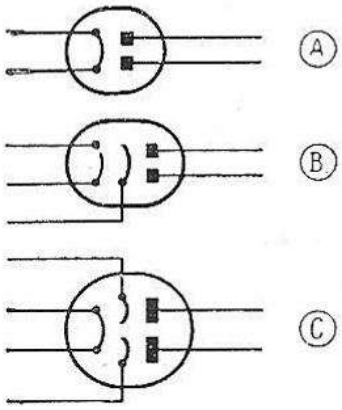


FIG. X-11

Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur ces deux principales utilisations de la diode à vide dans quelque temps.

Précisons tout de suite que, pratiquement, *dans une même ampoule,* on dispose très fréquemment deux diodes (figure X-11), soit à cathode unique comme en A et B, soit à cathodes séparées comme en C. Le tube porte alors le nom de *double-diode.*

Nous avons déjà parlé de la courbe caractéristique de redressement dans le cas d'un détecteur à cristal, courbe représentant l'intensité traversant cet organe dans le sens de conductibilité selon la tension appliquée. Nous pouvons faire très exactement la même expérience avec une diode à vide ; le montage à réaliser est représenté sur la figure X-12. Nous allons relever la caractéristique de la diode à chauffage indirect D.

Nous appliquons la tension de chauffage convenable au filament, et nous disposons, par ailleurs, d'une tension continue anodique dite haute tension (ou HT) fournie par une batterie de piles P (dans le cas de la figure). Cette tension anodique est réglable par déplacement d'un curseur sur la résistance R. La tension anodique réglable disponible est appliquée à l'anode de la diode. On mesure la valeur de la tension appliquée au moyen du voltmètre V et l'intensité anodique correspondante au moyen du milliampèremètre mA.

Pour chaque tension lue au voltmètre (disons de 2 volts en 2 volts par exemple), nous notons l'intensité correspondante lue au milliampèremètre, et nous pouvons alors tracer la courbe caractéristique inten-

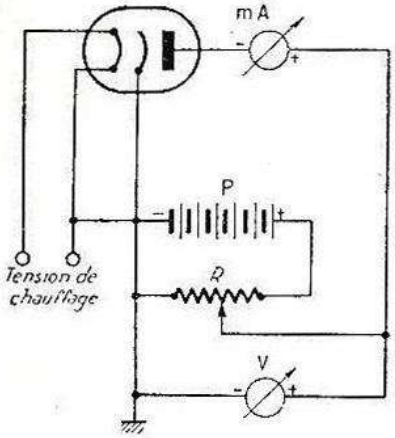


FIG. X-12

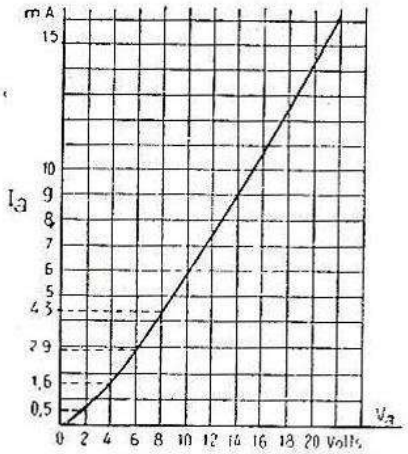


FIG. X-13

sité d'anode — tension d'anode (ou Ia/Va) du tube diode considéré ; voir figure X-13.

Nous voyons que tant que l'anode est positive, le courant circule. Plus la tension anodique est grande, plus l'intensité de plaque correspondante est grande également (1). Ceci dans le sens de la conductibilité de la diode, naturellement.

Si la tension anodique est nulle, l'intensité est pratiquement nulle également (ou, en tous cas, négligeable).

Si la tension de plaque était négative (et pour cela, il suffirait d'inverser les connexions sur la pile P), nous constaterions que l'intensité anodique resterait nulle ; c'est le sens de non-conductibilité de la diode.

Nous remarquons aussi la légère courbure au départ de la caractéristique, tout comme dans le cas d'un détecteur à cristal de germanium.

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème N° 32. — Un récepteur est équipé de 5 tubes à chauffage indirect (tension de chauffage 6,3 V). Les trois premiers tubes consomment chacun 0,3 A ; le quatrième 0,45 A ; et le cinquième 0,6 A. Calculer :

1°) l'intensité totale de chauffage demandée au secondaire du transformateur ;

2°) la puissance nécessaire au chauffage de ces tubes ;

(1) Jusqu'à une certaine limite à partir de laquelle l'augmentation de V_a ne provoque plus l'augmentation de I_a : il y a *saturation*.

3°) l'intensité consommée au primaire du transformateur de chauffage (tension du réseau = 120 V), en supposant un transformateur parfait de rendement égal à 1.

Problème N° 33. — Un récepteur « tous courants » utilise des tubes d'une intensité de chauffage 0,3 A. Les filaments des tubes sont évidemment montés en série d'après le schéma de la figure P 33. Les tensions de chauffage des tubes V_1, V_2, V_3, V_4 et V_5 sont respectivement de 6,3, 6,3, 6,3, 25, et 25 volts. Nous disposons d'un secteur de distribution électrique dont la tension est de 110 V.

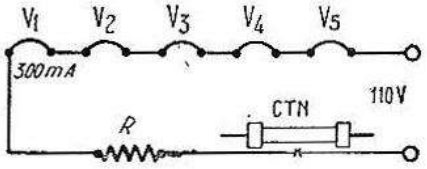


FIG. P-33

1° On demande de calculer la valeur de la résistance R, ainsi que sa puissance, afin d'obtenir un chauffage correct des tubes.

2° Pour préserver les filaments des tubes au départ, on se propose d'intercaler au point X, une résistance CTN type 300 mA de 5 000 Ω à froid et tombant à 44 Ω lorsqu'elle a atteint sa température normale. On demande alors de calculer la nouvelle valeur de la résistance R, ainsi que sa puissance, après avoir monté la résistance CTN.

Problème N° 34. — Après quelques années de fonctionnement, le récepteur précédent vient en dépannage, et l'on constate que les tubes V_1 et V_2 sont défectueux. Nous ne disposons plus de tubes identiques à chauffage 0,3 A et nous nous proposons de monter deux tubes similaires (de mêmes fonctions) mais ayant une intensité de chauffage de 0,2 A.

On demande de représenter par un schéma la solution à adopter en indiquant la valeur des éléments. (La *tension* de chauffage des nouveaux tubes est la même que celle des anciens, soit 6,3 V.)

CHAPITRE XI

Le redressement du courant alternatif

Nous savons déjà « redresser le courant alternatif » ; nous avons vu cela au cours du chapitre IX, paragraphe 1, notamment, avec la détection des signaux haute fréquence. Nous disposons d'une tension alternative, laquelle est appliquée à un organe à conductibilité unilatérale, le détecteur, qui ne se laisse traverser que par les alternances de même sens (positives ou négatives, selon le sens de connexion de ce détecteur).

Le redressement du courant alternatif, c'est cela ! Seulement, en radio où l'on est en présence de très faibles courants à fréquences très élevées, on appelle cela la *détection*. Par contre, lorsqu'on est en présence de courants « industriels », à fréquence peu élevée, le nom change et cela s'appelle le *redressement*.

Le nom n'est d'ailleurs pas le seul à changer ; les organes à conductibilité unilatérale chargés d'effectuer ledit redressement changent aussi. Ils deviennent beaucoup plus encombrants, notamment. Toutefois, malgré ces changements, *le principe reste absolument le même*. Et c'est donc des redresseurs pour courant alternatif « industriel » des réseaux de distribution électrique dont nous allons nous occuper maintenant.

§ 1. — Redresseurs pour secteur à courant alternatif

La figure XI-1 représente un montage redresseur pour secteur à courant alternatif dans lequel une seule alternance est redressée. Le redressement est effectué par un tube diode V ; nous voyons bien, d'après la représentation schématique habituelle, l'anode reliée à l'enroulement secondaire du transformateur, et la cathode qui est la sortie positive du redresseur. Pour des raisons de simplifications de schémas, nous ne représenterons pas le filament des diodes, filament qui est évidemment alimenté par un secondaire de chauffage également prévu sur le transformateur. Nous préciserons aussi que les diodes utilisées dans le redressement du courant alternatif s'appellent aussi *valves*.

Si, comme élément redresseur, on utilise autre chose qu'une diode électronique, la représentation schématique alors employée est montrée au-dessus du tube V.

Les bornes A et B représentent la sortie du montage redresseur ; les polarités de cette sortie sont indiquées sur la figure. Quant au courant redressé disponible à cette sortie, il est utilisé dans un circuit

quelconque. Que ce circuit d'utilisation soit simple ou complexe, il peut être ramené à une seule résistance R représentée sur notre figure, résistance dont la valeur est égale au quotient de la tension à la sortie du redresseur divisée par le courant total consommé.

C'est à dessein que nous avons jusqu'ici employé exclusivement l'expression « courant redressé » ; en effet, il ne s'agit pas de courant continu, du moins pas encore. D'ailleurs, la figure XI-2 en A, nous montre la forme du courant à la sortie du redresseur précédent. Cette forme est représentée en trait plein (seules les alternances de même sens traversent le tube redresseur V). Les pointillés représentent les alternances ne pouvant pas traverser le redresseur. En définitive, le courant disponible à la sortie du redresseur est un courant ondulé, mais ce n'est pas un courant continu.

A la sortie de notre redresseur, connectons un condensateur C de *forte capacité*, comme nous l'indiquons sur la figure XI-1. Dès cet instant, la forme du courant redressé est profondément modifiée et elle est représentée en B sur la figure XI-2.

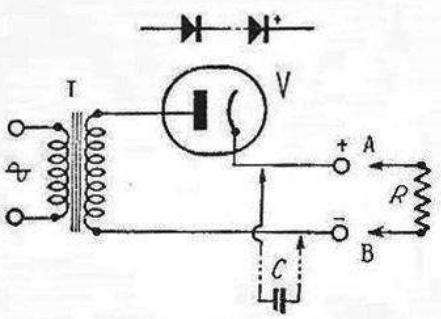


FIG. XI-1

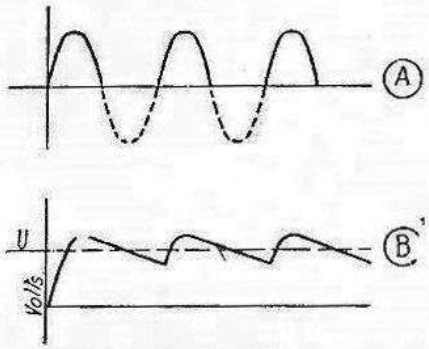


FIG. XI-2

Nous pouvons dire que le condensateur C se charge durant les alternances positives presque à la tension maximum de crête de celles-ci. Dès que la tension alternative instantanée décroît et même lorsque l'alternance suivante est négative, le condensateur C restitue sa charge dans le circuit d'utilisation ; ce qui contribue presque à combler les « trous » du courant ondulé. Ceci est illustré sur la figure XI-2 en B ; nous voyons la nette amélioration de la forme du courant ondulé redressé. Mais, nous ne sommes toujours pas en présence d'un courant rigoureusement continu, pour lequel la représentation graphique serait une droite horizontale.

L'amélioration obtenue est donc due à une succession rapide de charges et de décharges partielles du condensateur C ; ce qui se traduit par des variations au-dessus et au-dessous de l'axe U représentant la tension moyenne de ce courant ondulé.

Nous rappelons que dans le montage de la figure XI-1, nous ne redressons qu'une alternance et nous remarquons que la fréquence d'ondulation du courant redressé est égale à la fréquence du courant alternatif du secteur.

Précisons aussi que l'amplitude de la tension d'ondulation sera d'autant plus faible que le condensateur C aura une plus grande capacité et que le courant absorbé par les circuits d'utilisation sera plus petit (autrement dit, que la résistance équivalente R des circuits utilisateurs sera grande).

Il importe de définir ici une caractéristique essentielle de tout redresseur, qu'il s'agisse d'une lampe ou d'un redresseur métallique ou à cristal. Nous voulons parler de la *tension inverse de crête* ou tension inverse maximum : c'est la plus grande tension qui peut exister entre cathode et anode dans le sens de la non-conductibilité (c'est-à-dire lorsque l'anode est négative, et la cathode positive) sans qu'un arc ne s'amorce entre les électrodes et détruise le redresseur. En pratique, on demande à un redresseur quel qu'il soit, de présenter une tension inverse de crête égale à trois fois la *tension efficace* alternative appliquée.

Passons maintenant au redresseur à deux alternances appelé aussi redresseur biplaque. Le schéma de ce montage est représenté sur la figure XI-3, et comme précédemment, nous n'avons pas représenté le circuit de chauffage des tubes redresseurs diodes. D'ores et déjà, notons que, très souvent, les deux diodes sont placées dans la même ampoule et constitue une valve biplaque.

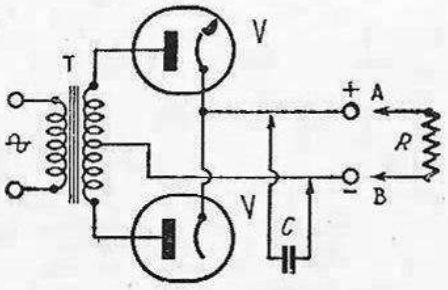


FIG. XI-3

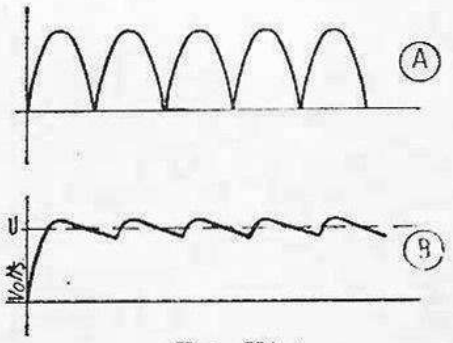


FIG. XI-4

En l'absence du condensateur C, le courant redressé aux bornes de sortie A et B du montage, a la forme représentée en A de la figure XI-4. Du fait de l'utilisation d'un transformateur T ayant un secondaire à point milieu, les alternances négatives supprimées dans le précédent montage, sont, elles aussi utilisées après passage dans la seconde diode.

Si nous connectons le condensateur C à la sortie du redresseur, le courant ondulé prend alors la forme représentée en B de la figure XI-4 pour les mêmes raisons précédemment exposées. Il y a cependant des différences sensibles entre la courbe de la figure XI-2 B et celle de la figure XI-4 B. En effet, dans le dernier cas, on remarque tout de suite que la tension d'ondulation est d'amplitude nettement moindre ; ceci, du fait de l'utilisation des deux alternances et... des « trous » plus petits à combler.

Autre remarque très importante, la fréquence de la tension d'ondulation est *le double* de la fréquence du courant alternatif du secteur.

Par ailleurs, comme précédemment, l'amplitude de la tension d'ondulation dépend de la capacité du condensateur C et de la valeur de la résistance R représentant l'utilisation.

De toute façon, avec le redressement biplaque, on se rapproche déjà davantage du résultat final recherché : la production d'un courant continu. Ce résultat final sera atteint en faisant suivre le redresseur par un circuit de filtrage qui supprimera les ondulations résiduelles ; c'est ce que nous verrons au cours du paragraphe 3.

En radio, cette création de courant continu est nécessaire pour la production de la haute tension d'alimentation des anodes des tubes ; on conçoit donc qu'il faille une tension continue presque parfaite. En effet, si elle ne l'était pas, la tension d'ondulation serait amplifiée par toute la chaîne des tubes amplificateurs, et cela se traduirait par un ronflement absolument inacceptable dans le haut-parleur du récepteur.

§ 2. — Quelques montages de redresseurs

Si nous nous reportons à la figure XI-3 par exemple, nous avons d'abord le transformateur T qui amène la tension alternative du secteur à une tension alternative différente, cette dernière étant fonction de la valeur de la tension continue à obtenir finalement.

Nous retrouverons ce transformateur dans tous les montages redresseurs de récepteurs de radio, sauf dans les récepteurs dits « tous courants » où il n'existe pas.

Ce transformateur comporte en outre, d'autres enroulements secondaires pour le chauffage du tube redresseur et pour le chauffage des autres tubes (amplificateurs) du récepteur.

Nous allons d'ailleurs donner quelques schémas de montages-types très couramment employés.

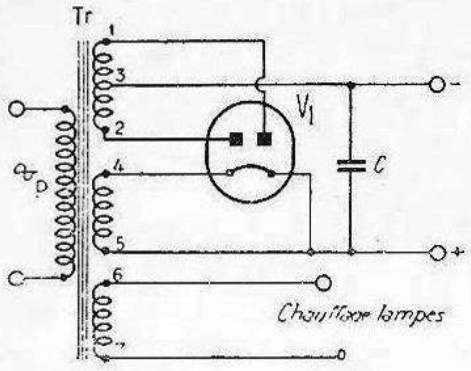


Fig. XI-5

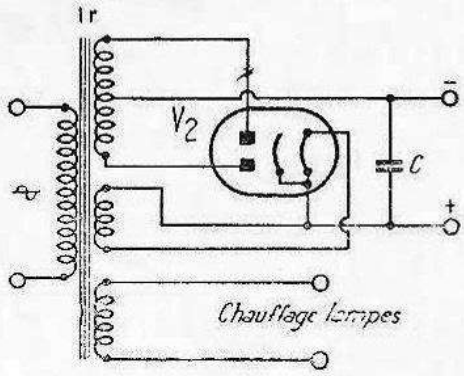


Fig. XI-6

Ce premier montage est représenté sur la figure XI-5. Nous voyons le transformateur T_r avec son primaire P relié au secteur. Quant aux secondaires, nous avons :

a) l'enroulement dit « haute tension », enroulement 1 2 avec point milieu 3 ;

b) l'enroulement 4 5 pour le chauffage du tube redresseur V ;

c) l'enroulement 6 7 pour le chauffage de tous les autres tubes de l'appareil.

Nous voyons aussi le condensateur « réservoir » C ; mais nous rappelons bien que, normalement, chaque montage redresseur est suivi d'un *circuit de filtrage* que nous verrons plus loin, destiné à supprimer les petites ondulations résiduelles du courant redressé.

Le tube redresseur V_1 est une valve biplaque à chauffage direct ; c'est donc le filament qui tient également le rôle de cathode. Aussi la sortie + du redresseur est-elle connectée directement à l'une des extrémités de ce filament.

Passons à la figure XI-6. C'est également un montage redressant les deux alternances. Le schéma est d'ailleurs très voisin du précédent ; la différence réside dans l'utilisation d'une valve V_2 à chauffage indirect. On remarquera que la cathode n'est pas isolée électriquement du filament ; une connexion interne relie la cathode à une extrémité du filament. La sortie + du redresseur doit donc être connectée sur ce côté du filament (et non à l'autre).

Avec le montage de la figure XI-5, dès la mise en service du transformateur, une tension redressée est disponible aux bornes de sortie ; ceci, parce que la valve V_1 est à chauffage direct. Or, généralement, les autres tubes de l'appareil sont à chauffage indirect, si bien que leur consommation anodique n'intervient qu'au bout d'un certain temps (lorsque leur cathode a atteint la température convenable). A chaque mise en service, il se produit donc une tension de pointe élevée à la sortie du redresseur, tension parfois dangereuse pour la vie du condensateur C.

Avec le montage de la figure XI-6, ce petit inconvénient disparaît du fait de l'emploi d'une valve V_2 à chauffage indirect. En effet, la tension redressée disponible apparaît à peu près au même instant où les autres lampes de l'appareil sont susceptibles de consommer. Il n'y a donc plus de tension de pointe à chaque mise en fonctionnement.

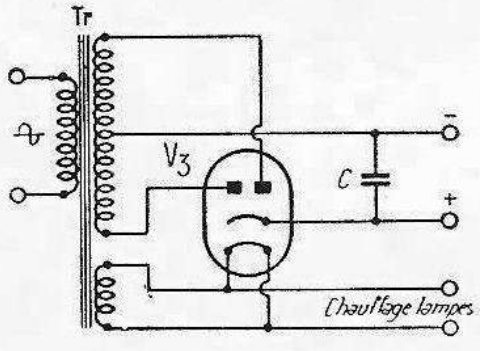


FIG. XI-7

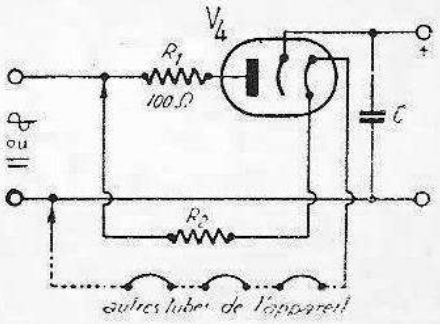


FIG. XI-8

Le montage de la figure XI-7 utilise également une valve V_3 à chauffage indirect. Mais il s'agit d'une valve dont la cathode est parfaitement isolée du filament. En conséquence, la valve peut être chauffée par le

même secondaire « enroulement de chauffage » que les autres lampes de l'appareil.

Sur la figure XI-8, nous représentons le montage redresseur « tous courants », c'est-à-dire fonctionnant soit sur courant alternatif, soit sur courant continu. Il est certain que sur le courant continu industriel, le redressement est superflu ; il suffirait de prévoir un filtre pour éliminer les petites ondulations indésirables. Mais, ces récepteurs doivent aussi pouvoir fonctionner sur courant alternatif, et là le redressement est indispensable.

D'autre part, un transformateur ne fonctionnant pas sur courant continu, cet organe disparaît et le courant du secteur électrique est appliqué directement au redresseur. La résistance R_1 de 100 Ω est une simple résistance de protection destinée à protéger la valve V_4 en cas de court-circuit du condensateur C. Nous voyons qu'il s'agit d'une valve monoplaque (donc, redressement d'une seule alternance) à chauffage indirect.

Pratiquement, comme dans les montages précédents, les bornes + et — du redresseur sont suivies par un filtre.

Dans l'utilisation sur courant continu, il convient de bien relier le pôle positif du secteur à la connexion allant à la plaque du tube V_4, ceci afin que le courant puisse traverser la valve dans le sens de sa conduction.

En traits pointillés, nous avons représenté le chauffage de la valve V_4, et des autres tubes de l'appareil (tous les filaments étant reliés en série) par l'intermédiaire de la résistance chutrice de tension R_2 de valeur adéquate.

Pour fixer les idées, nous allons indiquer quelques types de valves correspondant aux montages précédents :

Pour V_1 = 80, AZ1, 5Y3, etc.
Pour V_2 = 5Y3GB, 1883, etc.
Pour V_3 = EZ4, 6X4, 6V4, etc.
Pour V_4 = UY41, UY42, 35Z4, etc.

Tous ces tubes sont des valves à vide poussé. Lorsqu'une grande intensité redressée est demandée, il est possible de monter plusieurs valves en parallèle. Une autre solution consiste à utiliser des valves à vapeur de mercure (type 83, par exemple) ; dans ce dernier cas, le condensateur tampon C doit obligatoirement être supprimé et c'est une bobine à noyau de fer qui doit nécessairement être l'organe de « tête » du filtre faisant suite.

Précisons toutefois que de tels montages n'ont pas à être utilisés dans les récepteurs de radio.

Pour être complet, nous préciserons aussi qu'il existe des valves redresseuses sans filament (donc sans chauffage). En effet, lorsqu'on met en présence, dans une ampoule contenant un gaz inerte tel que le néon, l'hélium, etc., une pointe métallique et une plaque, on s'aperçoit que le courant circule uniquement dans le sens pointe vers plaque (voir figure XI-9). Pratiquement, pour obtenir une intensité redressée conve-

nable, la plaque circulaire est remplacée par un cylindre, et la pointe par une tige mince placée dans l'axe de ce cylindre (voir figure XI-10) ; le cylindre est donc la cathode k (sortie positive), et la tige centrale, l'anode A.

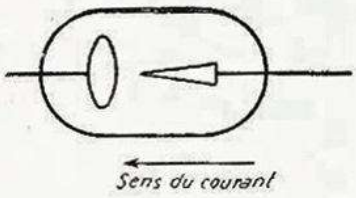


FIG. XI-9

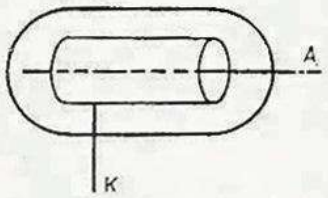


FIG. XI-10

C'est sur ce principe qu'ont été réalisées les valves américaines sans filament des types OY4 et OZ4 par exemple.

Les valves à vide ou à gaz ne sont pas les seuls organes utilisés dans le redressement des courants alternatifs industriels ; nous devons citer aussi les redresseurs métalliques.

Le plus ancien est le redresseur au cuivre-oxyde de cuivre. Si l'on oxyde sur l'une de ses faces, un disque de cuivre, la résistance électrique présentée par l'ensemble constitué est faible dans le sens oxyde vers cuivre, et très élevée dans le sens opposé cuivre vers oyde (figure XI-11). Pratiquement, le redresseur cuivre-oxyde de cuivre se présente sous la forme représentée sur la figure XI-12. Nous avons une tige filetée *d* recouverte d'un manchon isolant. Sur ce manchon, on empile

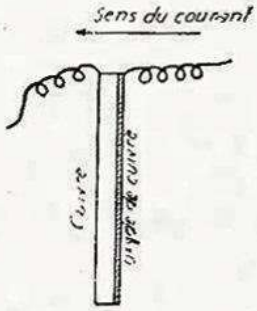


FIG. XI-11

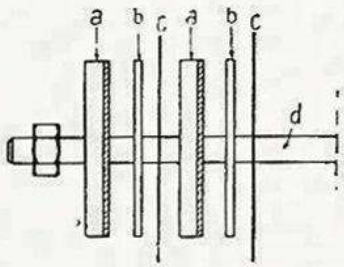


FIG. XI-12

successivement une rondelle de cuivre oxydé sur une face (*a*), une rondelle de plomb (*b*), une ailette de tôle (*c*) pour le refroidissement, etc., et cela en nombre suffisant (selon la tension à redresser). Les rondelles de plomb (métal malléable) sont destinées à assurer un bon contact sur les surfaces oxydées, l'ensemble de l'empilage étant fortement serré au moyen des écrous aux extrémités de la tige filetée.

Actuellement, les redresseurs au cuivre-oxyde de cuivre semblent céder la place aux redresseurs au sélénium (appelés aussi séléno-fer). ceci parce que moins encombrants.

Notons aussi l'emploi de plus en plus fréquent des diodes au *silicium* (diodes de *puissance* pour les montages d'alimentation) dont nous parlons au paragraphe 6.

La figure XI-13 A nous montre un redresseur haute tension mono-alternance au sélénium ; en B, nous avons des redresseurs bi-alternances basse tension utilisés couramment dans les chargeurs d'accumulateurs.

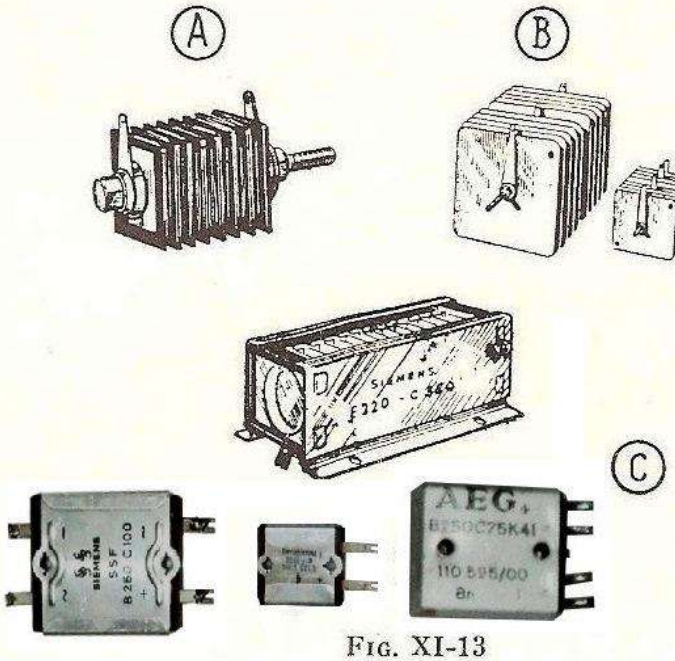


FIG. XI-13

Enfin, en C, nous voyons des redresseurs miniatures Siemens, au sélénium toujours, permettant de redresser des tensions et des intensités importantes sous un encombrement excessivement restreint.

La figure XI-14 indique la représentation schématique des redresseurs métalliques pour courants alternatifs industriels. Ces redresseurs métalliques peuvent être utilisés en lieu et place des valves dans tous les montages que nous avons vu jusqu'à présent ; la figure XI-14 donne d'ailleurs également la correspondance entre les connexions d'un redresseur métallique et l'anode et la cathode d'une valve.

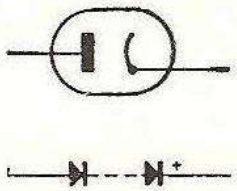


FIG. XI-14

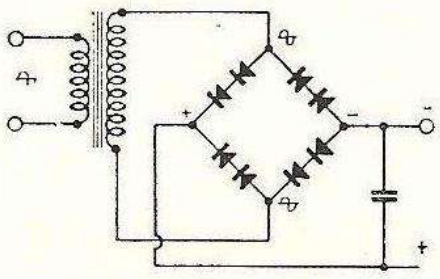


FIG. XI-15

Un autre montage redresseur très utilisé avec les redresseurs métalliques est le montage en pont. Il est représenté sur la figure XI-15 et l'on remarquera que les deux alternances sont redressées bien qu'aucun

point milieu ne soit nécessaire au secondaire du transformateur. Le redresseur en pont est très utilisé dans les montages émetteurs d'amateurs, dans les chargeurs d'accumulateurs, ainsi que dans les appareils de mesures pour courants alternatifs.

Remarquons que le montage redresseur en pont de la figure XI-15 peut aussi être équipé avec des valves. Il suffit, sur le transformateur Tr. de prévoir les enroulements de chauffage convenables. Un exemple de montage redresseur en pont équipé de valves est donné plus loin (voir figure XI-28).

Comme nous venons de le dire, le montage redresseur en pont de la figure XI-15 est très utilisé dans les chargeurs d'accumulateurs. Précisons cependant que l'on rencontre également des chargeurs d'accumulateurs dont le schéma de montage est soit celui de la figure XI-1, soit celui de la figure XI-3 ; mais le redresseur proprement dit, est généralement du type métallique, et non une valve. Dans le cas de chargeurs d'accumulateurs, le transformateur est abaisseur de tension (selon la tension de la batterie à charger), le redresseur est du type « basse tension », et le condensateur-tampon peut être supprimé.

Redresseurs multiplicateurs de tension

Maintenant, nous allons examiner les principaux circuits redresseurs de puissance (alimentation) n'utilisant pas de transformateur et fonctionnant en multiplicateur de tension.

Les montages doubleurs de tension sont assez répandus et souvent utilisés en radio et en télévision. Moins connus sont les redresseurs que nous grouperons dans la catégorie plus générale des « multiplicateurs de tension » et qui fournissent une tension de sortie égale à trois, quatre, cinq... fois la tension appliquée à l'entrée.

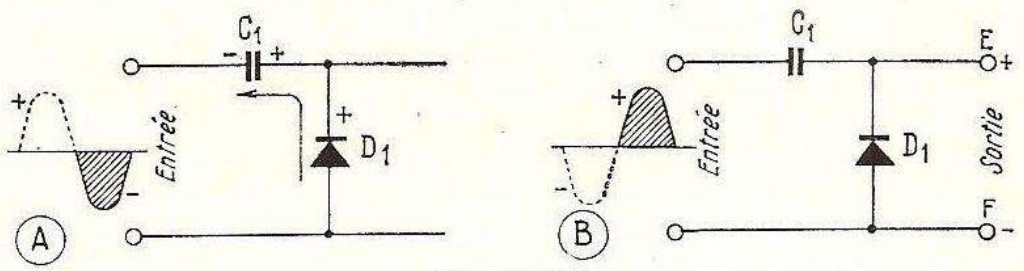


FIG. XI-16

Voyons d'abord les montages doubleurs de tension. Considérons la figure XI-16 en A dans laquelle un condensateur C_1 et un redresseur D_1 en série, sont soumis à une source de tension alternative. En A, le redresseur conduit et l'alternance charge le condensateur à la tension de crête de ce courant alternatif. Lors de l'alternance suivante, c'est-à-dire en B, le redresseur ne conduit pas ; mais la tension de charge du condensateur *s'ajoute* à la tension de crête de l'alternance positive qui se présente. En conséquence, la tension disponible entre les points E et F est égale à deux fois la tension de crête de la source alternative.

Dans la pratique, cette tension « doublée » est conduite à travers un redresseur additionnel et utilisée pour la charge d'un second condensateur connecté en parallèle sur les circuits d'utilisation. Ce montage pratique est représenté sur la figure XI-17 dans laquelle l'utilisation est matérialisée par une simple résistance R.

Le montage de la figure XI-16-B fonctionne bien en doubleur de tension, mais à condition que le circuit d'utilisation connecté en EF présente une résistance extrêmement grande, c'est-à-dire une consommation excessivement faible. Le montage de la figure XI-17 est pratiquement plus répandu, car il permet le fonctionnement en doubleur de tension tout en délivrant une intensité relativement grande.

Nous avons donc bien réalisé un montage redresseur fournissant une tension de sortie redressée *supérieure* à la tension d'entrée, et ce, sans utiliser de transformateur.

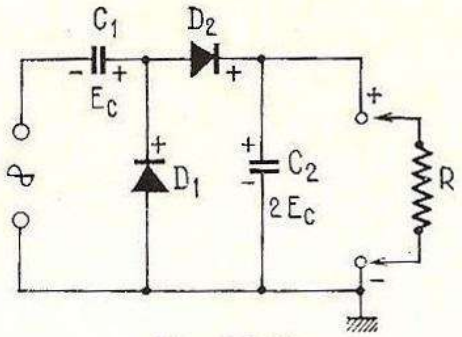


FIG. XI-17

Le montage de la figure XI-17 est appelé montage redresseur Schenkel. Il convient de noter qu'aucun courant ne circule de l'entrée vers le circuit d'utilisation durant l'alternance où se charge le condensateur C_1, car le redresseur D_2 ne conduit pas durant ladite alternance. En conséquence, ce montage est donc un redresseur mono-alternance. On sait ce que cela veut dire : il faut prévoir un filtrage soigné à la sortie du redresseur avec des condensateurs de forte capacité notamment, afin d'obtenir un courant aussi « continu » que possible et exempt de résidus « alternatifs ». Le filtrage doit être d'autant plus énergique et soigné que la consommation par les circuits d'utilisation est grande.

Des condensateurs de 50 µF (voire davantage) sont couramment employés dans les montages multiplicateurs de tension.

Dans le montage de la figure XI-17, le condensateur C_1 doit avoir un diélectrique capable de supporter une tension au moins égale à la tension de crête alternative E_c appliquée ; pour le condensateur C_2, le diélectrique doit pouvoir tenir au moins deux fois cette valeur (soit 2 E_c).

Rappelons que la tension alternative indiquée par un voltmètre ordinaire est la tension efficace (E_{eff}) et que la tension de crête E_c est égale à la tension efficace multipliée par $\sqrt{2}$, c'est-à-dire par 1,414.

$E_c = E_{eff} \times 1{,}414$.

Ainsi, pour la tension alternative de 230 V_{eff}, *on a* $E_c = 325$ V.

Nous remarquerons, sur la figure XI-17, que le négatif du circuit d'utilisation R est commun avec l'un des pôles de la source d'alimentation. Généralement, ce point commun est relié électriquement au châssis du montage, ce qui constitue souvent un avantage évitant certains ronflements d'induction sur les divers circuits de l'appareil alimenté. Cette disposition n'est pas possible avec le montage suivant que nous allons maintenant examiner.

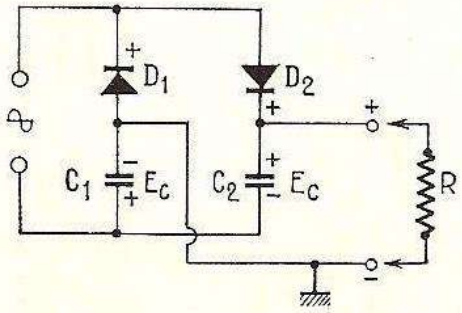


FIG. XI-18

Sur la figure XI-18, nous représentons le circuit redresseur doubleur de tension appelé montage Latour. Dans ce montage, les deux alternances du courant alternatif appliqué sont redressées. Lors d'une alternance, c'est un condensateur qui est chargé ; avec l'autre alternance, c'est l'autre condensateur qui est chargé. Les deux condensateurs sont connectés mutuellement en série vis-à-vis de l'utilisation R ; d'où, le doublage de tension souhaité. Le diélectrique des condensateurs C_1 et C_2 doit pouvoir tenir une tension au moins égale à la tension de crête du courant alternatif appliqué.

Les deux alternances étant redressées, les résidus « alternatifs » sont moindres que dans le montage précédent ; en conséquence, le filtrage est plus facile à réaliser.

Un inconvénient de ce montage, nous l'avons dit, est de ne pouvoir relier l'un des pôles du réseau *directement* à la masse. Dans la pratique, en effet, c'est généralement le « moins » de l'utilisation qui est connecté au châssis. De ce fait, le secteur « fluctue » à des tensions très élevées par rapport au potentiel zéro du châssis, durant les alternances positives ; ce qui risque notamment de provoquer des ronflements d'induction sur divers circuits de l'appareil alimenté.

Pour raison de simplicité sur nos figures, nous avons représenté les circuits d'utilisation R connectés *directement* à la sortie des montages redresseurs. Rappelons encore que, pratiquement, à la sortie du redresseur, nous avons un dispositif de filtrage (généralement bobine à fer et condensateurs de forte capacité). C'est donc à la sortie de ce filtre que les circuits d'utilisation sont en réalité connectés.

Voyons maintenant les montages multiplicateurs de tension. Le principe de la multiplication de tension repose sur le fait que le procédé de la charge d'un condensateur sur une alternance avec l'addition de la charge d'un autre condensateur sur une autre alternance (ce qui réalise

le doublage) peut être étendu au triplage, au quadruplage, etc., de tension, par adjonction d'étages de charge supplémentaires. En principe, on peut atteindre un facteur de multiplication quelconque ; il suffit de prévoir le nombre de « sections » suffisant.

La figure XI-19-1 nous montre un redresseur multiplicateur de tension à cinq sections. Nous remarquerons que les deux premières sections constituent le circuit doubleur de la figure XI-17.

Le condensateur C_5 se trouve être chargé à une tension égale à environ 5 fois la tension de crête E_c du courant alternatif appliqué à l'entrée. Il faut en tenir compte pour la qualité du diélectrique de ce condensateur ; d'ailleurs, la figure XI-19-1 indique les tensions que doivent supporter les divers condensateurs du montage.

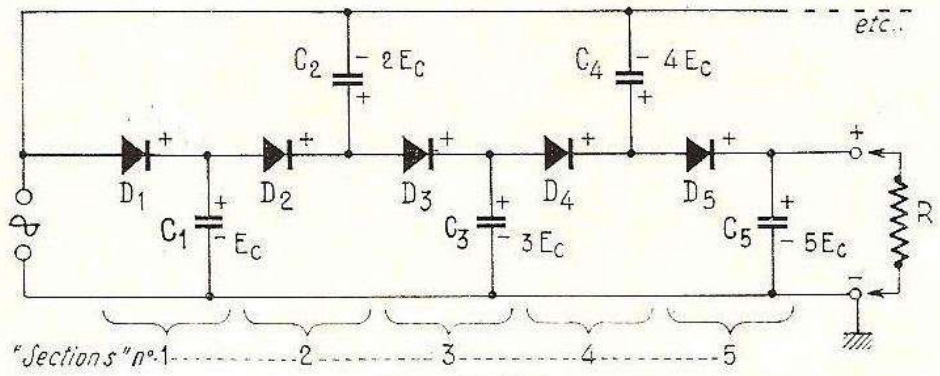


FIG. XI-19-1

Le terme « etc. » indiqué sur la figure XI-19-1 signifie précisément que le montage représenté n'est pas limitatif ; on peut continuer ainsi à prévoir une suite de « sections » jusqu'à l'obtention de la tension désirée. Utiliser des condensateurs dont le diélectrique sera établi en conséquence... et n'oublions pas, d'autre part, que plus le nombre de « sections » sera important, moins la *régulation* de l'ensemble sera bonne. (ce qui signifie que la tension finale de sortie pourra varier notablement en fonction des variations éventuelles de l'intensité consommée). Néanmoins, plus les condensateurs utilisés seront de forte capacité, plus cette régulation sera bonne. Sans charge par l'utilisation, la tension inverse de pointe à laquelle chaque redresseur est soumis, est la même et égale à deux fois la tension de crête alternative appliquée à l'entrée. Notons, enfin, que le négatif de l'utilisation a un point commun avec un pôle de l'entrée, point que l'on peut connecter directement à la masse. Quel que soit le nombre de « sections » utilisées, le montage fonctionne toujours en redresseur monoalternance.

Un autre montage multiplicateur de tension (souvent employé dans les laboratoires de physique) est représenté sur la figure XI-19-2. Chaque étage comporte une diode D et un condensateur C, ce dernier se chargeant à la tension de crête $E_{eff} \times \sqrt{2}$, et il est bien évident que les tensions de chaque étage successif s'ajoutent. Comme le précédent, le montage proposé n'est pas limitatif et l'on peut concevoir autant d'étages que

cela est nécessaire pour l'obtention de la tension finale requise. Soit n le nombre d'étages ; la tension de sortie disponible à vide (sans charge) sera de : $E_{eff} \times \sqrt{2} \times n$.

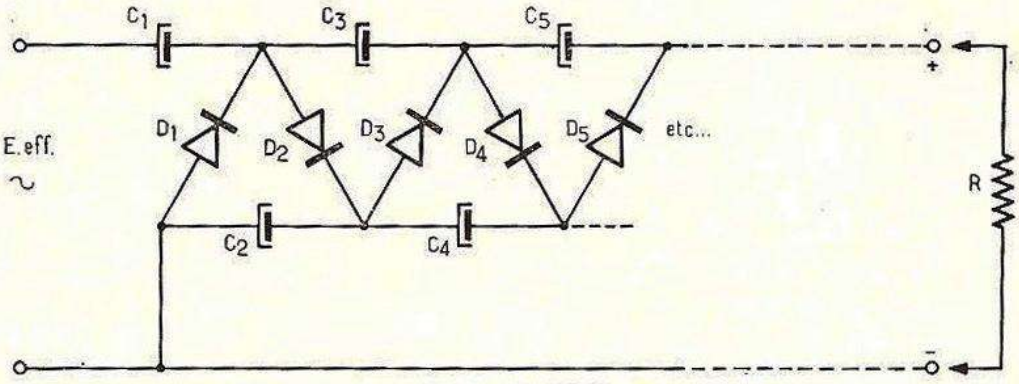


FIG. XI-19-2

L'avantage de ce montage sur le précédent est que les tensions de service des condensateurs sont $E_{eff} \times \sqrt{2}$ pour C_1, et seulement $2\,E_{eff} \times \sqrt{2}$ *pour tous les autres,* avantage dû à une disposition différente de ces condensateurs.

Il s'agit d'un redressement mono-alternance et l'on pourra comparer le *début* du montage (les deux premiers étages) avec les redresseurs Schenkel des figures XI-17 et XI-33.

Dans tous les montages multiplicateurs de tension à grand nombre d'étages, on suppose que l'intensité exigée (consommée par la charge utilisatrice R) reste relativement faible.

Lorsqu'il s'agit plus modestement de *tripler* ou de *quadrupler* la tension, une meilleure régulation de la tension de sortie est obtenue avec les montages de la figure XI-20. Mais, comme avec le montage de la figure XI-18 examiné précédemment, le négatif de l'utilisation n'a pas de point commun direct avec l'entrée alternative. Les deux montages de la figure XI-20 redressent, l'un et l'autre, les deux alternances. En A, il s'agit d'un redresseur tripleur de tension ; les condensateurs C_1 et C_3

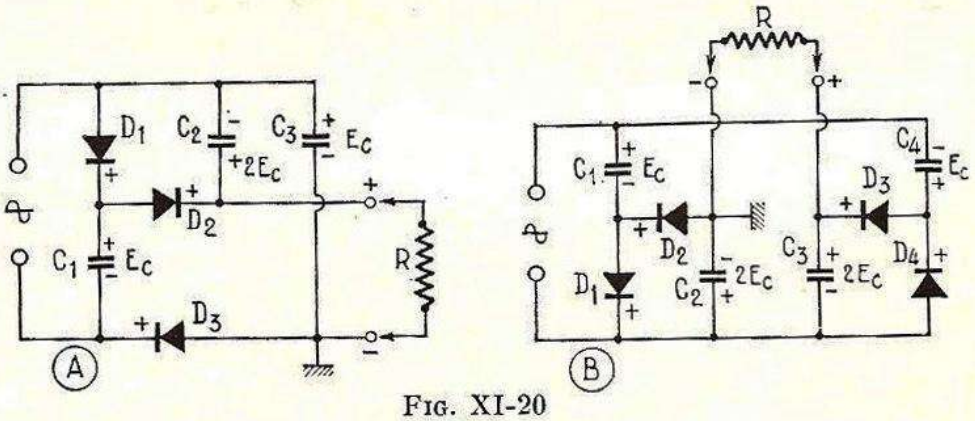


FIG. XI-20

doivent avoir un diélectrique capable de supporter au moins la tension de crête alternative appliquée à l'entrée (soit E_c) ; pour le condensateur C_2, prévoir un diélectrique pour le double de cette valeur (soit 2 E_c).

En B, il s'agit d'un redresseur quadrupleur de tension ; les condensateurs C_1 et C_4 doivent avoir un diélectrique capable de supporter au moins la tension de crête alternative d'entrée E_c ; pour les condensateurs C_2 et C_3, prévoir un diélectrique pour deux fois cette valeur, soit 2 E_c.

De l'examen de ces montages, disons un peu spéciaux, il découle qu'ils sont surtout intéressants à condition d'utiliser des redresseurs « métalliques », du type sélénium par exemple, ou des diodes miniatures de puissance au silicium, c'est-à-dire des redresseurs ne nécessitant pas un circuit de chauffage. Avec des valves classiques et leurs transformateurs de chauffage indispensables, de tels montages ne présentent que peu d'intérêt.

Certes, les systèmes redresseurs que nous venons d'examiner exigent des condensateurs d'assez forte capacité ; mais ces montages peuvent néanmoins être considérés comme économiques tant que la tension redressée finale de sortie reste dans des limites raisonnables, et notamment par rapport aux tensions d'isolement diélectrique des condensateurs électrochimiques de vente courante.

§ 3. — Le filtrage

Le courant à la sortie d'un redresseur est donc un courant pseudo-continu présentant une ondulation d'amplitude plus ou moins importante. Si l'on utilisait ce courant pour l'alimentation des diverses électrodes des lampes (récepteurs, amplificateurs, etc), cela se traduirait par un violent ronflement dans le haut-parleur, la tension d'ondulation se trouvant amplifiée successivement par tous les tubes équipant l'appareil. Il est donc indispensable de faire disparaître cette tension d'ondulation... ou tout au moins de l'affaiblir *considérablement* ; c'est le rôle des circuits de filtrage montés à la sortie des redresseurs.

Ces filtres portent le nom de filtres passe-bas, car ils laissent passer le courant d'autant plus que sa fréquence est basse (courant continu = fréquence zéro) et s'opposent au passage du courant d'autant plus que sa fréquence est élevée (tension d'ondulation de fréquence 50 ou 100 c/s, selon qu'il s'agit d'un redressement monoplaque ou biplaque).

La figure XI-21 nous montre un filtre simple très couramment employé. Il comporte une bobine à fer L présentant un coefficient de self-induction relativement grand ; de ce fait, cette bobine offre une *impédance* élevée à la tension d'ondulation alternative et une *résistance* faible à la tension continue.

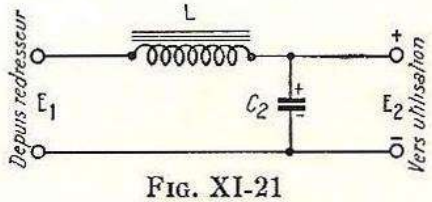


FIG. XI-21

Ensuite, et en parallèle, nous avons un condensateur C_2 de forte capacité. Ce condensateur se charge en courant continu, mais ne se

laisse pas traverser par celui-ci, on s'en souvient. Par contre, grâce à sa capacité élevée, ce condensateur présente une impédance très faible aux composantes alternatives de la tension d'ondulation résiduelle qui n'hésitent pas à le traverser.

On conçoit donc que le courant disponible à la sortie, c'est-à-dire aux bornes E_2, est bien un courant continu, ou en tous cas, seulement porteur d'une tension d'ondulation excessivement faible et non gênante. En règle générale, l'ondulation à la sortie du filtre est d'autant plus faible que le coefficient de self-induction de la bobine L et la capacité du condensateur C_2 sont grands.

On se souvient qu'à la sortie des redresseurs, nous avons l'habitude de monter un condensateur appelé « tampon » ou « réservoir », et l'on sait aussi que ce condensateur joue un rôle très important dans la forme de la tension d'ondulation : plus la capacité de ce condensateur est grande, plus l'amplitude de la tension d'ondulation est réduite. Aussi, a-t-on pris l'habitude d'englober dans le circuit de filtrage, non seulement le montage de la figure XI-21, mais aussi le condensateur tampon. De ce fait, le filtre est l'ensemble du montage encadré de pointillés sur la figure X1-22, filtre que nous représentons à la suite d'un redresseur classique couramment utilisé sur les récepteurs de radio.

Ce circuit de filtrage composé des éléments C_1, C_2 et L, porte le nom de filtre en π. Le condensateur C_1 s'appelle condensateur d'entrée de filtre ou condensateur « tête de filtre », et le condensateur C_2, condensateur de sortie de filtre.

D'après ce que nous avons étudié précédemment, on comprend qu'un même filtre sera beaucoup plus efficace dans le cas du redressement biplaque que pour un redressement monoplaque. Avec le redressement biplaque la fréquence de la tension d'ondulation étant de 100 c/s (alors qu'elle n'est que de 50 c/s en monoplaque), l'impédance offerte par la bobine L sera deux fois plus grande ($Z_1 = 2\pi FL$) et l'impédance offerte par les condensateurs C_1 et C_2 sera deux fois plus faible $Z_c = \frac{1}{2\pi FC}$).

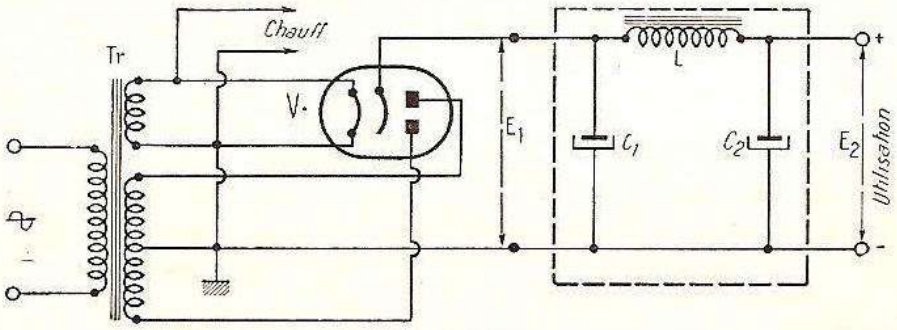


FIG. XI-22

En conséquence, pratiquement, les valeurs des éléments L et C (coefficient de self-induction et capacité) devront être beaucoup plus grandes

en redressement monoplaque qu'en redressement biplaque, pour obtenir la même efficacité de filtrage, c'est-à-dire le même affaiblissement de la composante ondulatoire.

Outre son impédance présentée au courant d'ondulation, la bobine de filtrage L offre une résistance pure au passage du courant continu qui la traverse ; d'où chute de tension signifiant que la tension continue E_2 à la sortie du filtre sera inférieure à la tension E_1 de l'entrée. Cette chute de tension dépend évidemment de la résistance de la bobine de filtrage, résistance variant entre 120 Ω et 500 Ω selon les modèles de bobines.

Cette chute de tension dépend également de l'intensité du courant continu demandée par les circuits d'utilisation.

Ceci laisse supposer déjà que la tension d'isolement du condensateur d'entrée C_1 devra être supérieure à celle du condensateur C_2. Ce qui est exact ; mais il y a autre chose encore. En effet, les crêtes de la composante ondulatoire sont importantes aux bornes de C_1, alors qu'elles sont déjà affaiblies pour C_2. Le condensateur C_1 doit donc pouvoir supporter ces crêtes de tension alternative et sa tension d'isolement diélectrique sera choisie en conséquence (sous peine de destruction rapide de ce condensateur par court-circuit ; on dit aussi « claquage »).

Précédemment, nous avons vu que l'efficacité du condensateur tampon, ou condensateur d'entrée de filtre, était fonction de l'intensité demandée au redresseur, c'est-à-dire de la résistance globale équivalente présentée par les circuits d'utilisation. Il en est très exactement de même pour l'ensemble du filtre en π, et pour les mêmes raisons. Un même filtre est d'autant plus efficace que le courant absorbé dans les circuits utilisateurs est faible.

Lorsque nous avons étudié les circuits soumis au courant alternatif, nous avons vu qu'une bobine et un condensateur de valeurs convenables pouvaient entrer en résonance (circuit série) à la fréquence dudit courant alternatif. Or, examinons bien la figure XI-22 et nous voyons que la bobine L et le condensateur C_2 sont connectés en série et soumis à la composante alternative d'ondulation présente aux bornes E_1. Il convient donc de choisir des valeurs de L et C de façon que le phénomène de résonance ne puisse pas se produire pour la fréquence d'ondulation. Car, en présence de la résonance, une tension alternative élevée serait présente aux bornes de C_2, ce qui pourrait provoquer son claquage, mais qui, de toute façon, se traduirait par un très mauvais fonctionnement du filtre (une tension alternative importante aux bornes de C_2 étant aussi appliquée à l'utilisation).

D'autre part, la bobine L peut être considérée comme étant associée à un condensateur imaginaire connecté en parallèle et dont la capacité serait égale à la capacité résultante en série de C_1 et de C_2. Nous sommes donc en présence d'un circuit parallèle LC, antirésonant à la fréquence à laquelle il est soumis si les valeurs de L et de C sont convenables, et présentant une impédance très élevée au courant alternatif à la fréquence donnée (circuit bouchon). On a donc intérêt à rechercher l'accord de ce circuit antirésonant à la fréquence de la composante ondulatoire.

Comme on le devine, et c'est exact, la théorie et le calcul des filtres sont des choses passablement complexes qui ne trouvent pas leur place dans ce cours élémentaire.

D'ailleurs, en pratique, dans le cas du filtrage des courants redressés, on ne s'amuse pas à calculer un filtre, à réaliser le filtre théorique. On construit le filtre que les Anglo-Saxons appellent « brute force », autrement dit le filtre empirique, composé d'une bobine de 5 à 10 henrys encadrée de deux condensateurs C_1 et C_2 de 16 à 32 µF (pour redressement biplaque), filtre passe-bas dont la fréquence propre de coupure est assez basse (inférieure nettement à 100 c/s pour le redressement biplaque) et qui donne ainsi toute satisfaction.

Les condensateurs C_1 et C_2 étant de forte capacité sont généralement des condensateurs électrochimiques. On sait que de tels condensateurs ont une polarité à respecter, c'est-à-dire qu'à leur montage il faut bien connecter leur armature positive à la sortie positive du redresseur. Sur les schémas, on peut indiquer la polarité du condensateur par les signes + et — (voir figure XI-21). On peut également adopter la représentation de la figure XI-22 : l'armature courte et droite est le pôle positif ; l'armature longue et repliée est le pôle négatif.

Nous ferons maintenant remarquer que le montage de la bobine de filtrage dans la sortie positive du redresseur n'est pas une obligation. On obtient très exactement les mêmes résultats en montant cette bobine dans la sortie négative, comme cela est montré sur la figure XI-23. On remarquera que dans le montage de la figure XI-22, les armatures négatives des deux condensateurs sont reliées à la masse ; on sait que les pôles négatifs des condensateurs électrochimiques sont généralement reliés au boîtier métallique. Il y a donc là une facilité de montage, aucun isolement des boîtiers métalliques négatifs par rapport à la masse n'étant à effectuer.

Par contre, dans le montage de la figure XI-23, le pôle négatif du condensateur C_1 n'est pas relié à la masse ; il faut donc isoler le boîtier métallique de ce condensateur de la masse du châssis.

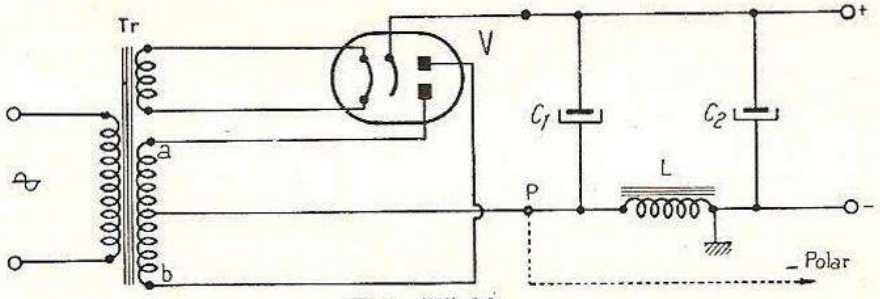


FIG. XI-23

Toutefois, ce dernier montage présente un avantage intéressant. En effet, le point P est à un potentiel négatif par rapport à la masse, potentiel égal à la chute de tension dans la bobine de filtrage L. Cette tension négative par rapport à la masse est souvent utilisée comme tension de polarisation (— Polar) ; cette tension de polarisation est nécessaire au

bon fonctionnement des tubes amplificateurs équipant l'appareil à alimenter, et on l'applique aux étages d'amplification par l'intermédiaire de découplages à résistance et condensateurs convenables. Notons qu'avec le montage de la figure XI-22, les étages d'amplification sont tout de même polarisés, mais par un procédé tout différent. Nous reverrons tout cela en temps voulu.

Dans certains cas (soit diminution du prix de revient, soit faible intensité absorbée par les circuits utilisateurs), on emploie un filtre en π simplifié, tel que nous le représentons sur la figure XI-24. Nous voyons que la bobine à fer a été remplacée par une simple résistance d'une puissance de dissipation convenable.

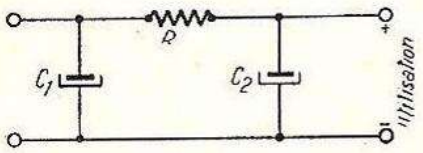


FIG. XI-24

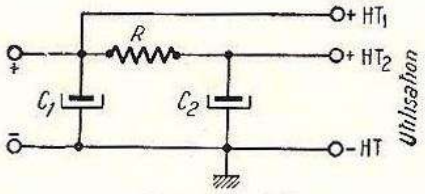


FIG. XI-25

L'atténuation de la tension ondulatoire sera d'autant plus faible que la résistance R sera grande par rapport à l'impédance en courant alternatif présentée par C_2. Il ne faut cependant pas exagérer la valeur de R, sans penser à la chute de tension qu'elle va provoquer. Un tel filtre ne trouvera donc son application que lorsque l'intensité absorbée par l'utilisation restera faible. Notons cependant qu'il est possible de tourner un peu la difficulté en procédant comme il est représenté sur la figure XI-25. Dans un récepteur, le circuit consommant la plus grosse intensité est le circuit de plaque du tube final de puissance basse fréquence (celui alimentant le haut-parleur). Ce circuit de plaque est alors alimenté directement par la sortie + HT_1 prise sur le condensateur C_1, avant la résistance R. L'intensité traversant R diminue alors considérablement et l'on peut utiliser une résistance de 1 000 à 2 000 ohms sans risque d'une chute de tension exagérée. Le filtre présente ainsi une bonne efficacité et la tension à la sortie + HT_2 ne présente pas d'ondulation gênante. La sortie + HT_2 alimente l'écran (ou grille 2) du tube final basse fréquence et tous les autres étages ou circuits du récepteur.

Oui, mais la sortie + HT_1 n'est pas rigoureusement continue ; on sait que la tension d'ondulation aux bornes du premier condensateur est encore assez importante. C'est vrai ; mais avec ce courant, nous n'alimentons que l'anode du *dernier tube* du récepteur, anode après laquelle il n'y a plus d'amplification puisqu'elle est reliée directement au haut-parleur. Et il faut bien reconnaître qu'ainsi, la tension d'ondulation n'est absolument pas gênante ; dans l'audition du haut-parleur, elle reste très faible par rapport à la reproduction de la modulation (à moins que la capacité du condensateur C_1 ne soit vraiment trop petite).

Dans les appareils de grande classe ou dans les chaînes de reproduction à haute fidélité, pour lesquels la plus petite tension de ronflement est absolument proscrite, on fait alors appel à une double cellule de filtrage (ou filtre en double π), comme nous le montrons sur la

figure XI-26. Dans ce cas, l'étage final (le moins exigeant) est alimenté par la sortie + HT_1, après la première cellule de filtrage ; tous les autres circuits sont alimentés par la sortie + HT_2, sortie filtrée par les deux cellules successives.

Dans les amplificateurs BF de grande puissance utilisés en sonorisation, ainsi que dans les émetteurs d'amateur, par exemple, on demande aux redresseurs des intensités assez considérables. Nous avons vu qu'elles

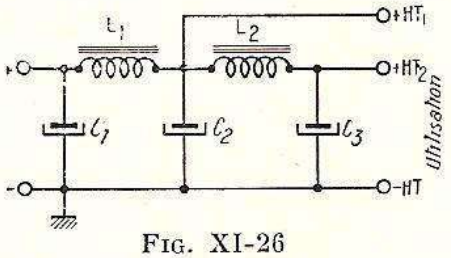


FIG. XI-26

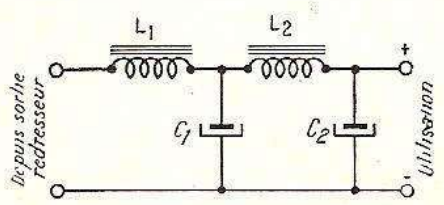


FIG. XI-27

sont obtenues en utilisant, certes, des transformateurs convenablement dimensionnés, mais aussi des valves redresseuses à vapeur de mercure. Or, ce type de valve exige un circuit de filtrage spécial en ce sens que ledit filtre doit *obligatoirement* débuter par une bobine comme il est indiqué sur la figure XI-27 ; le condensateur-tampon disparaît. L_1 est la bobine de tête (ou d'entrée) ; quant à C_1, C_2 et L_2, ils constituent la cellule de filtrage en π normale. La bobine L_1 est indispensable, en « tête », car elle limite le courant traversant la ou les redresseuses à vapeur de mercure. Dans les valves normales à vide poussé, les pointes de courant redressé sont limitées, tronquées, par le courant de saturation ; dans les valves à vapeur de mercure, il n'en est rien, et en l'absence d'une bobine à fer d'entrée, le courant de crête pourrait atteindre des valeurs exagérées et dangereuses.

Enfin, une dernière remarque. Nous avons parlé de la chute de tension dans la bobine de filtrage (ou dans la résistance de filtre), chute de tension augmentant avec l'intensité consommée. Mais elle n'est pas la seule. Il y a aussi une chute de tension dans l'enroulement haute tension du transformateur (enroulement *a b* du transformateur Tr, fig. XI-23, par exemple), et il y en a une troisième dans la résistance interne cathode-anode du tube redresseur. Toutes ces chutes de tension dépendent de l'intensité qui sera demandée à l'ensemble redresseur et filtre, et il faut savoir en tenir compte dans l'établissement de ces montages.

La chute de tension U_F dans la bobine de filtrage (ou la résistance de filtrage) est certainement la plus importante et elle est facile à calculer par simple application de la loi d'Ohm :

$$U_F = R \times I$$

R étant la valeur de la résistance de filtrage, ou la résistance ohmique (résistance en courant continu) de la *bobine* de filtrage (en ohms), et I l'intensité consommée par l'utilisation (en ampères).

Outre tout cela, la tension redressée n'est pas égale à la tension alternative appliquée ; elle dépend aussi de l'importance de la capacité du

condensateur d'entrée. De plus, il s'agit de *tension moyenne* pour le courant redressé avant filtrage et de *tension efficace* pour le courant alternatif appliqué :

$E_{moy} = E_{eff} \times 0{,}45$ pour redressement mono-alternance ;

$E_{moy} = E_{eff} \times 0{,}9$ pour redressement bi-alternance.

En résumé, on voit que les résistances internes propres du transformateur et de l'organe redresseur, la résistance ohmique du filtre, l'intensité consommée par l'utilisation, la valeur du condensateur d'entrée de filtre, sont autant d'éléments dont dépend la valeur de la tension continue filtrée propre à l'utilisation par rapport à la tension efficace soumise au redressement.

Les calculs détaillés et précis sont assez longs, et généralement on préfère se reporter aux courbes publiées par les constructeurs, courbes qui indiquent pour un organe redresseur donné : la tension efficace à appliquer pour l'obtention de telle tension redressée avant filtrage, pour telle intensité consommée et pour telle capacité d'entrée. Il suffit ensuite simplement de tenir compte de la chute de tension dans l'organe de filtrage.

§ 4. — Montages de redresseurs spéciaux

Redresseurs en pont

Lorsque l'intensité et la tension redressées nécessaires sont grandes (amplificateurs de sonorisation, émetteur d'amateur), il est fréquent d'utiliser les redresseurs en pont. La figure XI-28 donne un exemple de montage utilisant quatre valves redresseuses monoplaques à chauffage direct V_1, V_2, V_3 et V_4.

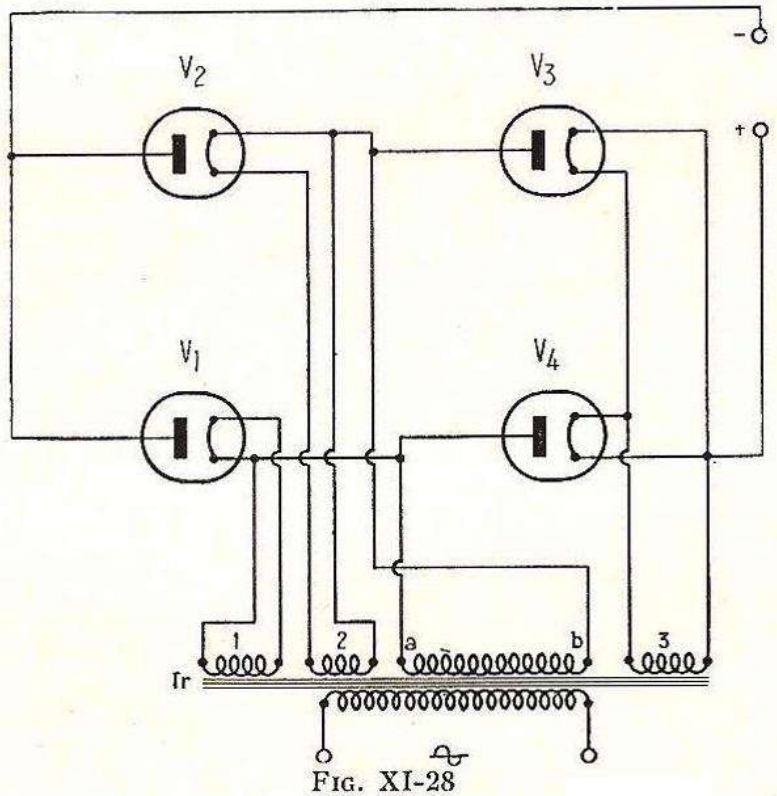


FIG. XI-28

Il est obligatoire de prévoir trois enroulements secondaires distincts et bien isolés les uns des autres pour le chauffage de ces valves : enroulement 1 pour V_1, enroulement 2 pour V_2 et enroulement 3 pour V_3 et V_4. L'enroulement *a b* est l'enroulement haute tension et l'on remarquera qu'il ne possède pas de point de milieu ; ceci est très important.

En effet, dans le montage normal, celui de la figure XI-22, par exemple, la tension alternative efficace aux extrémités de l'enroulement HT à point milieu doit être supérieure à *deux fois* la tension redressée et filtrée que l'on désire obtenir, compte tenu des chutes de tension diverses. C'est ainsi que l'on a fréquemment un enroulement HT de 2×280 V eff. ou 2×300 V eff. pour obtenir une tension continue d'utilisation de 250 à 265 V.

Dans le montage en pont de la figure XI-28, l'enroulement haute tension *a b* ne doit seulement présenter à ses extrémités qu'une tension alternative efficace légèrement supérieure à la tension continue à obtenir ; nous avons encore dit « supérieure », toujours pour tenir compte des chutes de tension diverses. Et aucun point milieu n'est nécessaire. C'est ainsi qu'avec un enroulement *a b* de 550 V eff., on obtiendra une tension continue d'utilisation de 500 V environ. Précisons, enfin, que le montage en pont redresse les deux alternances.

Nous insistons sur les montages redresseurs en pont, car si on les utilise avec des valves pour les intensités et les tensions élevées, on les rencontre aussi très fréquemment pour le redressement des tensions et des courants... très faibles !

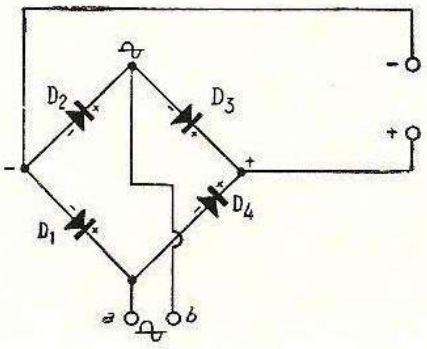


FIG. XI-29

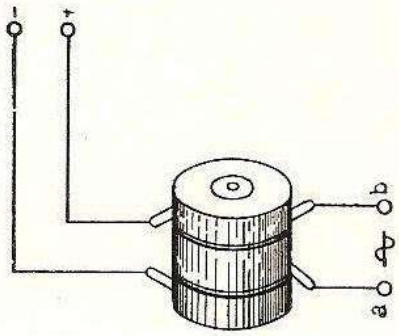


FIG. XI-30

Les montages en pont sont souvent équipés de redresseurs au cuivre-oxyde de cuivre ou séléno-fer, ou encore de diodes à cristal de germanium. Sous cette forme, de très nombreuses utilisations sont réservées à ces montages redresseurs ; la plus répandue est sans doute celle que l'on rencontre dans les appareils de mesure du courant alternatif (redressement avant la mesure) ; nous en reparlerons au paragraphe 5. La représentation schématique d'un montage en pont avec redresseurs genre oxymétal (cuivre-oxyde de cuivre, ou sélénofer) ou avec redresseurs diodes à cristal de germanium est montrée sur la figure XI-29. Ce montage est très exactement le même que le précédent, la tension alter-

native à redresser étant appliquée aux bornes *a* et *b* ; il paraît cependant beaucoup plus clair, les lignes de chauffage nécessaires aux valves ayant disparu.

Dans le cas de l'emploi de redresseurs du type oxymétal, les éléments D_1, D_2, D_3 et D_4 sont généralement groupés ensemble et forment un seul organe dont l'aspect est représenté sur la figure XI-30 ; il n'en reste pas moins vrai que disposition et fonctionnement demeurent conformes à la figure XI-29.

Sur la figure XI-30, il s'agit d'un redresseur en pont oxymétal (Westinghouse) du type M1 employé dans de nombreux appareils de mesure pour courant alternatif : tension redressée maximum = 0,5 V ; intensité redressée maximum = 1 mA.

Redresseurs en doubleur de tension

Récepteurs de radio « sans transformateurs »

On sait déjà que les récepteurs « tous courants » ne comportent pas de transformateur ; les récepteurs tous courants devant fonctionner indifféremment sur courant alternatif ou sur courant continu ne peuvent pas utiliser de transformateur d'alimentation. Mais il ne s'agit pas du tout, ici, des récepteurs « tous courants ». En effet, on a également réalisé des récepteurs sans transformateur uniquement pour en abaisser le prix de revient.

Hélas ! une déplorable habitude a été prise : c'est d'appeler « tous courants » tout appareil ne comportant pas de transformateur, sans se soucier s'il n'y aurait pas autre chose, ou un autre circuit, faisant que précisément l'appareil n'est pas un « tous courants » ! Attention de ne pas tomber dans le piège...

C'est justement de ce genre de récepteur dont nous voulons entretenir nos lecteurs maintenant. Il a donc été construit des récepteurs « sans transformateur », soit pour diminuer le prix de revient, soit pour abaisser le poids et l'encombrement. Ces récepteurs utilisent un montage redresseur doubleur de tension qui fait que l'appareil ne fonctionne que sur le courant alternatif.

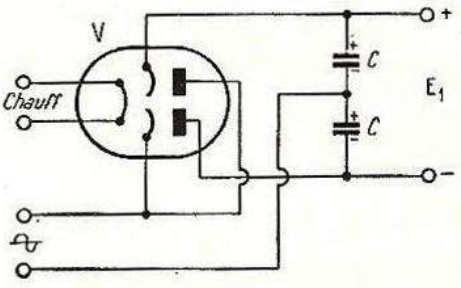


FIG. XI-31

Dans un récepteur « tous courants », pour une tension au secteur de l'ordre de 120 volts, la haute tension redressée et filtrée n'est que d'une centaine de volts environ. Avec les récepteurs « sans transfor-

mateur » pour courant alternatif uniquement, on a imaginé un montage redresseur doubleur de tension redressée et filtrée de l'ordre de 200 volts, dispositif de doublage de tension qui ne fonctionne que sur courant alternatif d'alimentation, rappelons-le bien. Ce montage, appelé redresseur doubleur Latour, est représenté sur la figure XI-31. Il utilise une valve biplaque à deux cathodes séparées V et deux condensateurs électrochimiques C et C' connectés en série, de 16 µF au moins chacun. Chacune des alternances redressées par la valve V charge l'un des condensateurs C ou C' (tour à tour, selon l'alternance). Ces condensateurs étant en série, on conçoit que la tension redressée aux bornes de sortie soit doublée (E_1).

Bien entendu, à la sortie du redresseur, on opère le filtrage habituel en montant un filtre conforme à celui représenté sur la figure XI-21.

Redresseurs spéciaux pour récepteurs de télévision

Il existe de très nombreux récepteurs de télévision ne possédant pas de transformateur HT ; ce ne sont pas pour autant des « tous courants » ! D'ailleurs, s'ils n'ont pas de transformateur HT, ils ont souvent un transformateur de chauffage malgré tout !

Comment obtenir une haute tension redressée et filtrée de l'ordre de 200 volts au moins sans transformateur ? Même problème que précédemment, même solution. Cependant, on préfère généralement remplacer la valve biplaque par deux redresseurs au sélénium ou deux diodes au silicium, beaucoup plus robustes devant l'intensité redressée élevée nécessaire aux téléviseurs. La figure XI-32 nous donne donc le schéma du redresseur-doubleur Latour utilisé en télévision, avec la cellule de filtrage faisant suite.

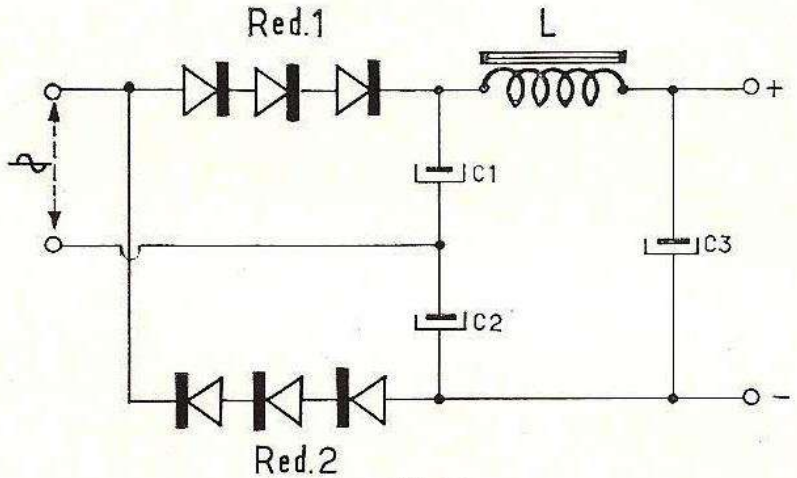


FIG. XI-32

Nous remarquerons que dans le montage Latour, le secteur n'a aucun point commun direct avec la haute tension redressée. Comme, en général, le « moins HT » est relié à la masse, le secteur fluctue à une tension importante au-dessus de cette masse considérée comme le potentiel zéro.

Avec un secteur de 110 volts alternatif, la tension entre masse et secteur peut atteindre 300 volts durant les pointes positives. C'est donc un inconvénient sérieux pour de multiples raisons que nous n'avons pas à exposer dans le cadre de cette étude (inconvénient que l'on peut cependant supprimer en chauffant les filaments des lampes en parallèle à l'aide d'un transformateur séparé — et non pas en les chauffant en série directement par le secteur).

Par contre, le montage Latour redressant les deux alternances, la fréquence de la composante ondulatoire est double de la fréquence du secteur, et l'on sait que de ce fait, le filtrage est plus facile.

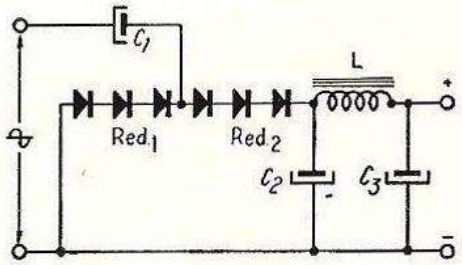


FIG. XI-33

Un autre montage redresseur doubleur utilisé sur les récepteurs de télévision est le montage Schenkel, représenté sur la figure XI-33. Il est plus fréquemment employé en télévision que le montage Latour, car il ne présente pas l'inconvénient précédemment exposé. En effet, dans le montage Schenkel, le secteur alternatif a un pôle directement relié au « moins HT ». Toutefois, comme ce montage ne redresse qu'une alternance, il est nécessaire de prévoir un filtrage soigné (fortes capacités des condensateurs de filtrage, notamment).

Le fonctionnement de ce montage est le suivant : durant une première alternance négative de la tension d'entrée, le condensateur C_1 se charge à la tension de crête par l'intermédiaire du redresseur (ou de la diode) *Red. 1*. Durant l'alternance positive suivante, la tension de charge du condensateur C_1 se trouve en série avec la tension appliquée. Le condensateur C_2 se charge alors à une tension égale à la somme de ces tensions (soit deux fois la tension de crête) par l'intermédiaire du redresseur (ou de la diode) *Red. 2*. Pendant ce temps, le condensateur C_1 perd une partie de sa charge ; mais il se recharge de nouveau lors de l'alternance négative suivante, et le cycle peut alors se répéter.

§ 5. — Instruments de mesure pour le courant alternatif

Au cours du paragraphe 5 de notre chapitre IV, nous avons déjà eu l'occasion de parler des appareils de mesures de tension et d'intensité. Nous nous souvenons que les appareils à cadre mobile ne conviennent que pour le courant continu. Mais nous savons également que, par contre, les appareils à fer doux (ou à répulsion) et les appareils thermiques conviennent pour le *courant alternatif* (aussi bien que pour le courant continu).

En courant alternatif, ces types d'appareils sont quelquefois employés, mais généralement dans des circuits bien déterminés, dans des conditions bien précises... et en tout cas où l'intensité de mesure est déjà grande. En d'autres termes, nous pouvons dire que ces appareils se prêtent assez mal pour la détermination de plusieurs échelles de lecture (mesures diverses dans différents circuits, utilisation en dépannage, etc.) et qu'ils sont relativement peu sensibles.

L'intensité de courant consommé pour la mesure étant nécessairement assez grande, cela fait que ces appareils ne conviennent pas pour des mesures de tension (*du moins en radio*) ; on rencontre parfois des voltmètres à fer doux, mais pour l'électricité « industrielle » où l'intensité consommée pour la mesure n'a pas grande importance.

En radio, pour la mesure des tensions alternatives et des courants alternatifs, on préfère procéder comme suit : La tension ou le courant à mesurer est d'abord appliqué à un redresseur. A la sortie de ce dernier, nous disposons d'un courant pratiquement continu que l'on mesure alors à l'aide d'un appareil à cadre mobile. C'est le principe de tous contrôleurs universels (ou « multimètres ») utilisés en radio : cadre seul en courant continu, cadre et redresseur en courant alternatif, avec diverses résistances en série pour les différentes échelles de mesures de tension et diverses résistances en parallèle (shunts) pour les différentes échelles de mesures d'intensité.

Le montage redresseur utilisé dans les appareils de mesure pour courant alternatif est le redresseur en pont avec cellules du type oxymétal. Rappelons que nous avons déjà parlé de ce montage redresseur avec la figure XI-29 et que la figure XI-30 nous montrait l'aspect d'un tel redresseur.

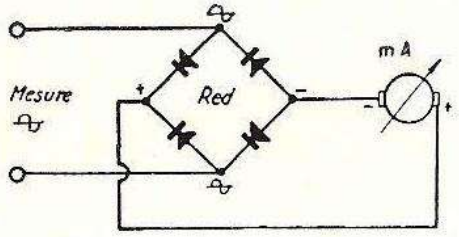


FIG. XI-34

La figure XI-34 nous donne le montage d'une telle cellule à oxymétal *Red* montée en pont dans l'utilisation qui nous intéresse présentement. *Red :* cellule en pont type M1 ; *mA :* milliampèremètre à cadre mobile, déviation totale pour 1 milliampère.

Nous savons qu'en courant continu, les graduations des échelles de mesure sont parfaitement linéaires. Chaque graduation est également distante de la précédente et correspond à la même fraction de l'intensité de mesure parcourant le cadre mobile. En courant alternatif, le courant de mesure passe d'abord par le redresseur, et nous devons nous souvenir que la caractéristique « intensité redressée en fonction de la

tension appliquée » dans un redresseur (1) n'est pas une droite. Cette caractéristique est, notamment, assez courbée à sa base (faible tension, faible intensité). Il résulte de ceci que les échelles de mesure en courant alternatif ne seront pas tout à fait linéaires. Les graduations seront très légèrement compressées (au départ, du côté du zéro) par rapport aux graduations linéaires du courant continu. C'est la raison pour laquelle, sur les contrôleurs universels pour radio, nous avons une échelle pour les mesures en courant continu et une échelle pour les mesures en courant alternatif.

Pour illustrer cette étude, nous donnons sur la figure XI-35, le schéma d'un contrôleur universel simple permettant la mesure des intensités en continu, des tensions en continu et des tensions en alternatif : intensités = 0 à 1 mA ; 0 à 10 mA ; 0 à 100 mA ; 0 à 500 mA ; tensions = 0 à 10 V ; 0 à 150 V ; 0 à 300 V ; 0 à 600 V ; selon la position du commutateur correspondant à la mesure. L'appareil à cadre utilisé est un milliampèremètre de déviation totale pour 1 mA et de résistance interne propre de 50 Ω.

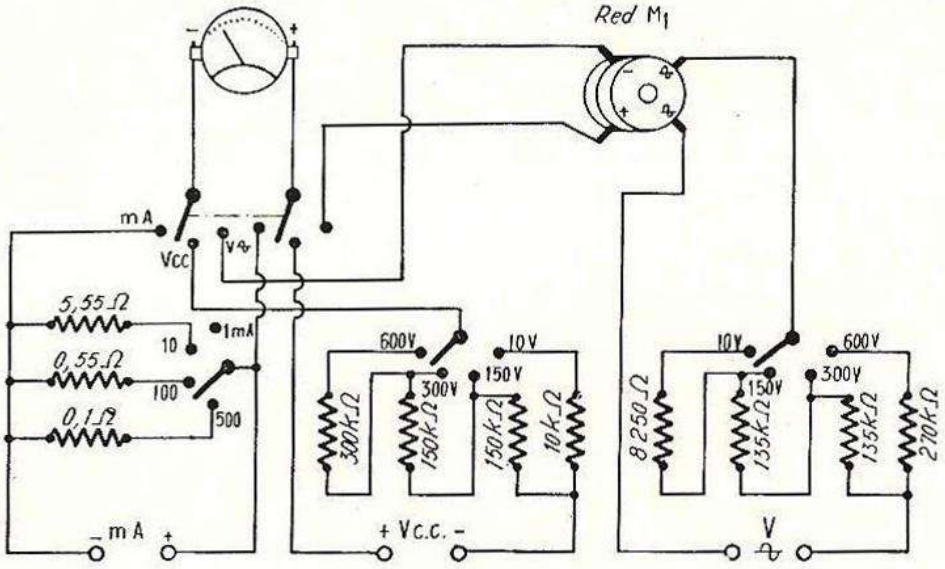


FIG. XI-35

Bien entendu, ceci ne constitue qu'un exemple simple. De nombreux contrôleurs universels sont, en fait, beaucoup plus complexes : échelles de mesure plus nombreuses, toutes commutations groupées sur un seul et unique contacteur, autres mesures permises, telles qu'intensités en courant alternatif, ohmmètre, etc., plus grande sensibilité pour les faibles courants et les faibles tensions, plus faible consommation propre en voltmètre (plus grand nombre « d'ohms par volt »)...

Nota : Les redresseurs en pont du type oxymétal du commerce conviennent parfaitement pour les fréquences « industrielles » de 50 et 100 c/s (et même à 4 ou 5 000 c/s avec des montages spéciaux). Pour

(1) Du type « oxymétal » surtout.

des fréquences supérieures, ces redresseurs ne conviennent plus (capacité propre trop élevée) et les indications fournies par la lecture de l'appareil faisant suite ne sont plus indépendantes de la fréquence.

Pour des fréquences élevées, une solution consiste à réaliser le redresseur en pont (de la figure XI-34, par exemple) en employant quatre diodes à cristal de germanium (type 0A50 ou 1N34). Les indications de l'appareil de mesure sont alors indépendantes de la fréquence, et ce, pour une gamme de fréquences très étendue allant de quelques cycles/seconde à 100 000 c/s environ ; ce qui revient à dire que l'appareil devient alors parfaitement propre à mesurer des tensions BF du registre sonore, notamment.

En vérité, les diodes à cristal conviennent pour des fréquences beaucoup plus grandes que 100 000 c/s (100 kc/s). Mais à partir de cette fréquence, et à plus forte raison à des fréquences encore plus élevées, les mesures seraient faussées par l'inductance et la capacité des fils de liaison entre le contrôleur et le circuit à mesurer (sans parler des effets du même genre du commutateur du contrôleur). On opère alors d'une autre façon en employant un voltmètre électronique comportant un redresseur-détecteur monté directement à l'intérieur de la pointe de mesure (probe).

Rappelons aussi que les mesures effectuées en courant alternatif par les contrôleurs universels couramment employés sont des valeurs « efficaces » : lecture des tensions en V eff. ; lecture des intensités en A eff. ou en mA eff.

§ 6. — Diodes de puissance au silicium

Les redresseurs dits « secs » tendent de plus en plus à remplacer les valves à vide dans la construction électronique ; nous pensons aux redresseurs métalliques (séléno-fer) dont nous avons parlé précédemment, et aussi aux semi-conducteurs (diodes au silicium) objet de ce paragraphe.

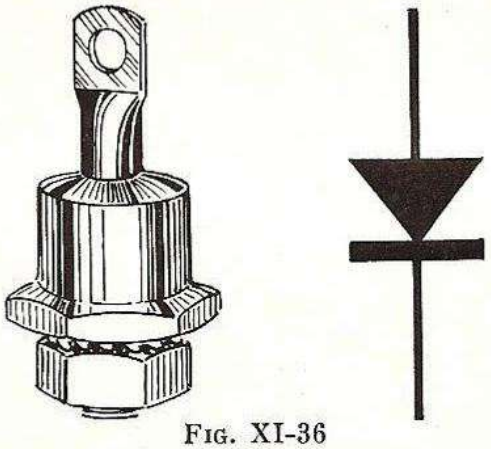


FIG. XI-36

Il est évidemment anormal de dépenser de l'énergie pour chauffer le filament d'une valve lorsqu'on a à sa disposition des éléments redresseurs

sans filament. C'est ainsi qu'une valve telle que la GZ 32 couramment employée jusqu'à présent, nécessite une puissance de chauffage de 10 watts (5 V, 2 A).

En utilisant les modernes diodes de puissance au silicium, on gagne sur le volume général de l'appareil et la température à l'intérieur du coffret diminue de 20 à 25 %.

Nous n'allons pas reprendre ici tous les montages redresseurs d'alimentation que nous avons déjà vus sous le prétexte qu'ils seront équipés de diodes au silicium ; en fait, le principe de ces montages ne change absolument pas. Nous noterons simplement que quelques précautions sont à observer pour l'utilisation des diodes au silicium, précautions qui seront exposées dans un instant.

L'aspect d'une diode de puissance au silicium est montré sur la figure XI-36 ; à côté, nous avons la représentation schématique bien connue.

Comme pour tout redresseur, une caractéristique importante est la tension de crête inverse. Rappelons qu'il s'agit de la tension maximum qui peut être appliquée dans le sens de non-conductibilité. Cette tension existe à l'instant où la tension alternative d'entrée est opposée à la tension aux bornes du filtre, c'est-à-dire pendant l'alternance négative de la tension d'entrée (voir § 7)

La tension inverse maximum à laquelle sera soumis le redresseur se calcule par rapport à la tension alternative efficace appliquée ; en gros, pratiquement, on la considère comme égale à 3 fois la tension efficace... ce qui donne en même temps une petite marge de sécurité.

Lorsqu'on veut réaliser un montage avec diodes au silicium, il importe de calculer cette tension inverse de crête. En effet, si nous avons une tension inverse de l'ordre de 500 volts, il faudra, soit utiliser une diode pouvant supporter une tension de crête inverse supérieure (par exemple, type OA 211, avec 800 V et intensité redressée de 400 mA), soit utiliser deux diodes de tension inférieure connectées *en série* (par exemple, deux diodes du type OA 210, avec 400 V, et intensité redressée de 500 mA).

Les condensateurs à l'entrée du filtre ne doivent généralement pas dépasser 100 µF.

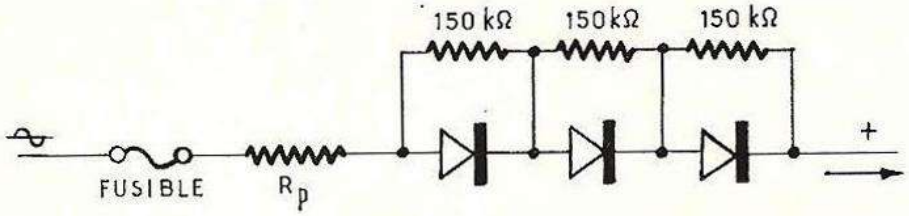


FIG. XI-37

Lorsqu'on monte plusieurs diodes au silicium en série, il est recommandé de les shunter par des résistances de forte valeur (de façon à équilibrer les diverses tensions inverses présentes). Ceci est représenté sur la figure XI-37.

Il faut également prévoir un fusible et une résistance de protection R_p de 4 à 10 Ω (au moins) en série ; la résistance interne des redresseurs dans le sens de la conduction étant très faible, un court-circuit dans l'appareil serait néfaste (voir § 8).

Pour le montage pratique, rechercher un emplacement où la température est la plus basse possible ; au besoin, monter les diodes au silicium sur une plaque métallique auxiliaire (laiton ou aluminium) facilitant le refroidissement.

Eventuellement, prévoir un dispositif de filtrage avec bobine à fer « en tête » ; la tension continue de sortie est peut-être plus faible, mais plus stable en fonction de l'intensité consommée.

§ 7. — Tension de crête inverse

Il importe tout de même de définir d'une façon précise ce qu'est la tension de crête inverse d'un redresseur, expression qui est apparue déjà à plusieurs reprises dans nos explications.

C'est la tension maximale qui peut être appliquée dans le sens inverse de la conduction. Elle existe à l'instant où la tension alternative d'entrée est opposée à la tension aux bornes du filtre, pendant l'alternance négative de cette tension d'entrée.

Reportons-nous à la figure XI-38 représentant un montage redresseur mono-alternance très simple. Soit V_{eff} la tension d'entrée ; durant l'alternance positive P, le condensateur C va se charger à la tension de crête $V_{eff} \times \sqrt{2}$ par l'intermédiaire de la diode D qui conduit. Mais, lors de

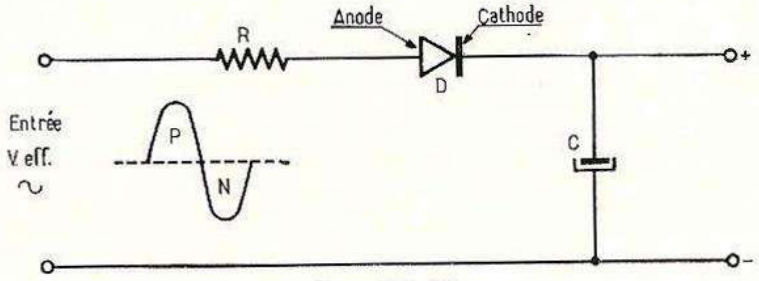


FIG. XI-38

l'alternance négative N suivante, la diode ne conduit plus : sa cathode est soumise à la tension *positive* de charge du condensateur C, soit $V_{eff} \times \sqrt{2}$; son anode est soumise à la tension *négative* de crête de l'alternance N ,soit $V_{eff} \times \sqrt{2}$ également. En conséquence, dans le sens de non-conduction, la diode D est soumise à une tension égale à $2\ V_{eff} \times \sqrt{2}$.

Numériquement, et à titre d'exemple, disons qu'une tension alternative d'entrée de 120 V_{eff} provoque une tension inverse de crête de 339,4 V. Cette tension inverse de crête atteint 705 V pour une tension d'entrée de 250 V_{eff}. Si nous disposons d'une diode présentant une tension inverse de crête de 800 V, elle pourra encore convenir dans le second cas ; mais il ne saurait être question d'aller beaucoup plus loin

que 250 V_{eff}. En effet, il faut tenir compte, par ailleurs, des tensions transitoires accidentelles susceptibles de se produire sur le secteur, des fluctuations d'amplitude et du taux de distorsion harmonique éventuelle de cette tension d'entrée.

Nous croyons inutile de préciser que ce qui vient d'être expliqué en s'appuyant sur un montage redresseur simple s'applique *in extenso* à tout autre montage plus ou moins complexe, et quel que soit le type des redresseurs utilisés : diodes au silicium, valve à vide ou à vapeur, redresseurs au sélénium, etc.

§ 8. — Résistance de protection
Condensateur d'entrée

L'utilisation indispensable de condensateurs de filtrage provoque inévitablement, lors de chaque mise en service du redresseur, une intensité de pointe initiale très importante, bien que de courte durée. Ce courant élevé est dû à ce que le condensateur d'entrée C notamment (fig. XI-38), initialement non chargé, se comporte *momentanément* comme un court-circuit. L'intensité dans le redresseur est alors seulement limitée par la résistance interne de la source : résistance assez faible des enroulements du transformateur (s'il y en a un) ; résistance négligeable du secteur de distribution (si l'on n'utilise pas de transformateur).

En conséquence, le courant de pointe doit être limité en dessous de la valeur maximale de crête spécifiée dans les caractéristiques de la diode.

Pour cela, on intercale généralement une résistance R supplémentaire, dite résistance de protection, en série avec la diode, afin de travailler en toute sécurité. Cette résistance R a été représentée sur la figure XI-38 ; mais nous n'avons pas toujours indiqué de telles résistances de protection sur les schémas de principe des figures précédentes. Néanmoins, il va sans dire que, pratiquement, leur intercalation est tout à fait recommandée.

La valeur de cette résistance ne doit pas être trop élevée, sinon elle diminuerait le rendement, et la régulation du montage serait moins bonne, du fait de la chute de tension produite à ses bornes.

Naturellement, le courant de pointe initial lors de chaque mise en service est par ailleurs fonction de la capacité du condensateur d'entrée ; il est d'autant plus important que cette capacité est grande. C'est la raison pour laquelle certaines documentations indiquent aussi la valeur *maximum* de la capacité du condensateur d'entrée. A titre indicatif, pour des condensateurs d'entrée de 100 à 200 µF, les résistances de protection R présentent des valeurs de l'ordre de 4 à 7 Ω (et de puissance convenable).

Pratiquement, la résistance de protection présente un autre avantage. Il peut arriver que le condensateur d'entrée claque (court-circuit) ;

la résistance R est alors presque aussitôt volatilisée... mais la diode D est sauvée (pas toujours, certes ; mais bien souvent !). Et une résistance coûte tout de même moins cher qu'une diode.

Naturellement, les considérations que nous venons d'exposer au sujet de la résistance de protection et de la capacité d'entrée, et pour lesquelles nous nous sommes appuyés sur le montage simple de la figure XI-38, s'appliquent théoriquement et pratiquement à tous les autres montages redresseurs vus précédemment. Néanmoins, précisons que cela s'applique *plus particulièrement* aux montages redresseurs utilisant des diodes au silicium, lesquelles présentent une résistance interne faible dans le sens de la conduction. Dans le cas de l'utilisation de valves à vide notamment, pour lesquelles la résistance interne est supérieure, on se limite simplement à employer un condensateur d'entrée présentant une capacité pas trop élevée.

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 35. — Un redresseur haute tension est équipé d'un transformateur dont la tension aux bornes de l'enroulement HT est de 2×300 V eff.

Nous redressons les deux alternances et la chute de tension totale dans l'enroulement du transformateur et dans l'organe redresseur proprement dit est de 20 volts pour une intensité consommée de 60 mA.

Le filtre en π faisant suite comporte une bobine à fer présentant une résistance ohmique de 250 Ω.

On demande de calculer la tension continue à la sortie du filtre pour l'intensité consommée indiquée. (On admettra que la tension redressée est égale à 95 % de la tension efficace appliquée au redresseur ; V red. = 0,95 V eff.).

Problème n° 36. — On dispose d'un milliampèremètre à cadre mobile de 200 Ω de résistance interne et de déviation totale pour 1 mA. Nous voulons utiliser cet appareil pour des mesures en courant continu :

a) mesure d'une intensité maximum de 50 mA ;

b) mesure d'une tension maximum de 100 V.

On déterminera les résistances *shunt* et *série* de façon à obtenir la déviation totale de l'appareil pour les valeurs maxima ci-dessus indiquées.

1° On demande d'établir le schéma du montage de l'appareil pour son utilisation commode tour à tour dans ces deux mesures.

2° On demande de calculer la valeur des résistances shunt et série à utiliser.

CHAPITRE XII

La détection par lampe diode

Nous devons nous souvenir que la détection est aussi une opération de redressement de courant alternatif. Certes, le courant alternatif dont il s'agit est de fréquence très élevée, mais le principe n'en reste pas moins le même. Il s'agit du redressement du courant haute fréquence modulé recueilli par l'antenne et amplifié par le récepteur, redressement après lequel il ne subsiste que les signaux de modulation, les signaux qui nous intéressent ! Mais ne nous étendons pas davantage sur cette question qui a déjà été vue en détail au chapitre IX. Dans ce même chapitre, nous avions d'ailleurs étudié la détection par les diodes à cristal de germanium ; quelques montages-types étayaient nos explications... et le lecteur pourra revoir ce chapitre avec intérêt.

Présentement, c'est toujours de la détection qu'il s'agit, mais l'organe détecteur est une diode à vide, une lampe.

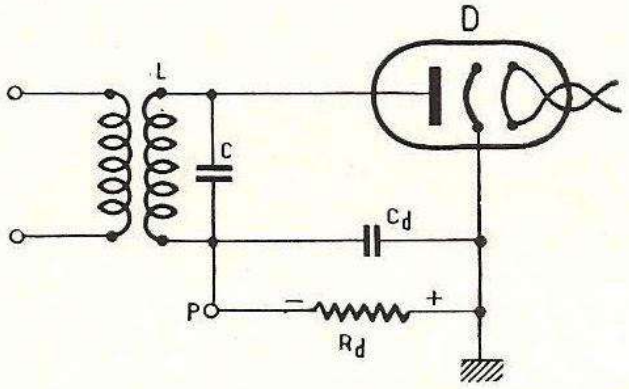


FIG. XII-1

Deux montages sont très couramment employés :

a) le montage dit série, parce que la résistance de détection Rd est en série avec la diode D (voir figure XII-1) ;

b) le montage dit parallèle, parce que la résistance de détection Rd est en parallèle avec la diode D (voir figure XII-2).

Dans les deux montages, les signaux HF modulés à détecter sont mis en évidence aux bornes du circuit accordé LC ; la diode D a été repré-

sentée à chauffage indirect, mais il peut s'agir aussi d'une diode à chauffage direct (postes à piles).

Le condensateur Cd est le condensateur de détection ou condensateur-réservoir ; dans le montage parallèle (fig. XII-2), il cumule en outre la fonction de condensateur de liaison à la diode.

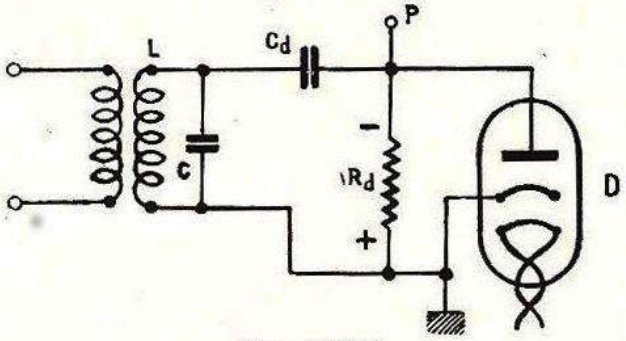


FIG. XII-2

Rd est la résistance de détection ou résistance de charge de la diode ; c'est aux bornes de cette résistance qu'apparaissent les tensions détectées.

Lorsque le signal haute fréquence appliqué n'est pas modulé, la tension détectée est une *tension continue* dont la valeur est proportionnelle à l'amplitude du signal HF. Les légères ondulations issues de tout redressement sont absorbées par la résistance Rd, résistance de grande valeur, et par le condensateur-réservoir Cd ; c'est pour cela que nous pouvons parler de tension *continue*.

Lorsque le signal HF appliqué est modulé, à la tension continue de détection se trouve superposée la tension alternative correspondant aux signaux BF de la modulation. Tout ceci ayant déjà été expliqué et illustré au cours du chapitre IX, nous prions le lecteur de bien vouloir s'y reporter.

Il est bien évident que cette tension alternative de modulation doit être respectée, puisque c'est elle qui nous intéresse. On arrive à ce résultat en adoptant des valeurs judicieuses pour Rd et Cd, valeurs telles que les variations d'amplitude des signaux de modulation (fréquences peu élevées) soient respectées, mais que les ondulations de la tension détectée (fréquences très élevées) soient aussi faibles que possible (pour tendre à la tension continue parfaite).

Des valeurs courantes sont Rd = 470 kΩ et Cd = 100 pF. Nous disons bien valeurs courantes, ce qui ne signifie pas qu'elles soient exemptes de critiques.

Les signaux BF sont disponibles au point P et ils sont généralement canalisés à l'amplificateur basse fréquence faisant suite par l'intermédiaire d'un simple condensateur de liaison de 10 000 à 50 000 pF.

Au point P, nous disposons donc également d'une tension continue, négative par rapport à la masse. Cette tension étant proportionnelle à l'amplitude des signaux HF d'entrée, est généralement employée comme tension de commande automatique de gain des étages amplificateurs précédant la détection ; nous en reparlerons ultérieurement.

CHAPITRE XIII

La lampe triode

§ 1. Fonctionnement du tube triode

Considérons une diode dont nous nous souvenons bien du fonctionnement. Entre cathode et anode, plaçons une troisième électrode appelée *grille* et sur laquelle nous pourrons appliquer une tension donnée (tension appliquée entre grille et cathode). Cette tension appliquée sur cette grille nous permet d'agir sur la charge d'espace, et par conséquent, sur le courant électronique.

Une grille est généralement réalisée en enroulant en spirale un fil fin maintenu par deux ou quatre tiges-supports ; les électrons peuvent ainsi passer entre les « mailles » pour atteindre l'anode.

L'enroulement en spirale de la grille est effectué concentriquement à la cathode. Dans les tubes à plusieurs grilles (tétrodes, pentodes, etc.), elles sont toutes enroulées concentriquement, selon des diamètres de plus en plus importants.

Comme nos lecteurs le savent, un tube comportant trois électrodes (cathode, grille et anode) s'appelle une triode ; la représentation schématique d'une triode est indiquée sur la figure XIII-1 ; en A, triode à

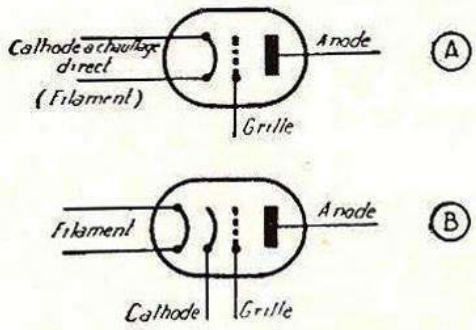


FIG. XIII-1

chauffage direct ; en B, triode à chauffage indirect. Nous l'avons rapidement vu et nous nous étendrons davantage sur cette propriété dans un instant, la grille fait fonction d'électrode de commande du fonctionnement de la triode ; aussi l'appelle-t-on fréquemment *grille de commande.*

Revenons donc sur l'effet de la tension appliquée entre cathode et grille, tension continue dont le pôle positif est réuni à la cathode, et le pôle négatif à la grille. La grille se trouvant à un potentiel négatif par rapport à la cathode, les électrons (chargés négativement) issus de la cathode vont être repoussés, refoulés, et cela d'autant plus que le potentiel négatif de la grille sera grand.

Seuls, certains électrons attirés par l'anode positive réussiront à passer à travers les mailles de la grille, et il en passera d'autant plus que la grille sera moins négative par rapport à la cathode.

Par contre, si la grille est extrêmement négative, on peut aller jusqu'à l'arrêt total du passage des électrons ; aucun n'atteignant alors l'anode, l'intensité anodique est nulle.

Si nous risquons une comparaison hydraulique, nous pouvons considérer la grille et les variations de son potentiel comme un *robinet* que l'on ouvre plus ou moins.

Réalisons maintenant le montage expérimental de la figure XIII-2, montage consistant dans l'alimentation normale d'une triode. Nous avons la tension de chauffage (non représentée sur le dessin) ; nous

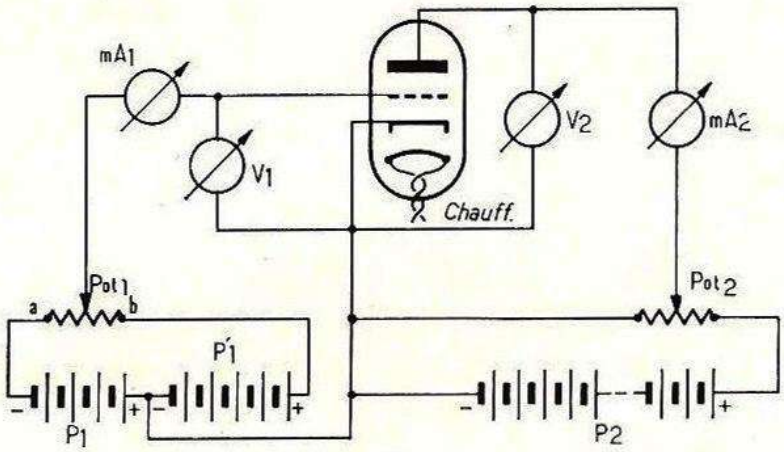


FIG. XIII-2

avons aussi la batterie haute tension P2 pour l'alimentation anodique. Nous remarquons que la tension positive appliquée à l'anode est réglable selon la position du curseur du potentiomètre Pot. 2. Cette tension anodique est mesurée par le voltmètre V2 et l'intensité d'anode correspondante est indiquée par le miliampèremètre mA2.

Dans le circuit de grille, nous avons deux batteries P1 et P'1 connectées comme il est indiqué sur la figure et fermées sur les extrémités d'un potentiomètre Pot. 1 dont le curseur est relié à la grille. Nous voyons bien que lorsque le curseur sera en *a*, la grille sera négative par rapport à la cathode ; lorsqu'il sera en *b*, la grille sera positive, et lorsqu'il sera exactement à mi-course (en *c*), la grille sera au même potentiel que la cathode. Le voltmètre V1 mesure la tension appliquée à cette grille (par rapport à la cathode) et le milliampèremètre mA1 indiquera l'intensité éventuelle circulant dans le circuit.

Si nous appliquons une tension positive donnée sur l'anode et si nous déplaçons le curseur de Pot. 1 de *c* vers *a*, et inversement, nous verrons diminuer, puis augmenter de nouveau, l'intensité lue au milliampèremètre anodique mA2. Nous voyons bien le rôle de « robinet » de la grille agissant sur l'intensité du circuit de plaque.

Mais nous n'avons pas réalisé ce montage uniquement pour cela ; il permet davantage et notamment la détermination et le relevé des caractéristiques d'un tube électronique.

§ 2. — Caractéristique de la triode

A l'aide du montage de la figure XIII-2, nous allons tout d'abord mesurer les différentes intensités anodiques obtenues pour différentes tensions appliquées à la grille, ceci en maintenant la tension anodique constante : disons 150 V pour commencer. Nous noterons chaque fois les résultats obtenus sur un papier quadrillé, en faisant un simple point. Sur l'axe vertical du papier quadrillé, nous avons les milliampères correspondant à l'intensité anodique, et sur l'axe horizontal, les volts correspondant à la tension de grille (voir figure XIII-3).

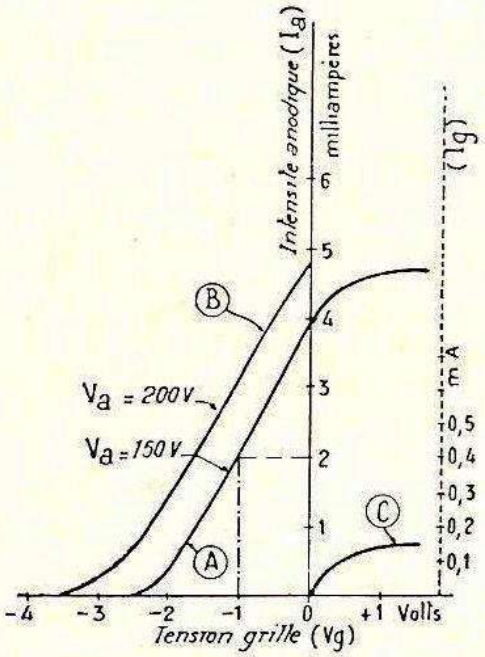


FIG. XIII-3

Dans notre expérience, nous voyons que pour une tension grille Vg de —2,5 V, l'intensité anodique Ia est nulle ; pour Vg = —2 V, Ia = 0,3 mA ; pour Vg = —1,5 V, Ia = 1,2 mA ; pour Vg = —1 V, Ia = 2 mA ; etc. Ceci en maintenant toujours la tension anodique à 150 V. A chaque mesure, nous avons marqué un point en face de —2,5 V et 0 mA, un point en face de —2 V et 0,3 mA, un point en face de —1,5 V et 1,2 mA, etc.

En joignant tous ces points entre eux, nous avons obtenu la courbe A de la figure XIII-3 qui est la courbe caractéristique Ia/Vg de la triode en étude pour une tension anodique de 150 V.

Pour Va = 150 V, l'intensité anodique maximum normalement obtenue est de 4 mA, lorsque Vg = 0 volt, c'est-à-dire lorsque la grille est au même potentiel que la cathode.

Que se passe-t-il si nous appliquons maintenant une tension positive à la grille (curseur allant de *c* vers *b*) ? Eh bien ! l'intensité anodique continue à augmenter jusqu'à une tension grille de +1 V. Mais nous remarquons que notre courbe A s'incurve et devient horizontale ; c'est que nous avons atteint la *saturation :* tous les électrons émis par la cathode sont absorbés, soit par l'anode, soit par la grille. Oui, nous disons bien la grille ; en effet, elle est alors positive et attire, et retient, pour son compte, quelques électrons au passage. Dès que la grille devient positive, il y a donc déclenchement d'un courant de grille qui est parfaitement décelé par le milliampèremètre mA1 (fig. XIII-2) et qui est représenté par la courbe C sur la figure XIII-3. Sur cette dernière figure, l'intensité de grille Ig se lit sur une échelle verticale auxiliaire (en pointillés) dont la graduation est « dilatée » (cette intensité étant évidemment assez faible).

On n'utilise que très rarement des tubes fonctionnant avec la grille de commande positive par rapport à la cathode ; nous pouvons même dire que, dans les *récepteurs de radio,* on n'en utilise pas. C'est la raison pour laquelle on ne publie généralement pas les caractéristiques pour des tensions de grille positives.

Dans le cas de la courbe A correspondant à Va = 150 V, la tension de grille de —2,5 V provoquant l'arrêt de l'intensité anodique est appelée « tension d'annulation » ou encore « tension de cut-off ».

Si nous appliquons maintenant 200 V à l'anode, nous pouvons recommencer nos expériences successives et mesurer les intensités anodiques correspondant à chaque tension négative de grille (de —4 à 0 volt). Nous obtenons alors la courbe B, caractéristique Ia/Vg de notre tube pour Va = 200 V. L'intensité anodique maximum obtenue (pour Vg = 0) est alors de 4,8 mA ; la tension de « cut-off » est de —3,5 V.

⁂

Un autre procédé de tracé des caractéristiques, utilisant toujours le montage de la figure XIII-2, consiste à mesurer les intensités anodiques Ia successives pour différentes valeurs de tension anodique Va, ceci avec une tension de grille Vg fixe.

On obtient alors les courbes représentées sur la figure XIII-4 ; il s'agit alors des caractéristiques Ia/Va tracées successivement pour Vg = 0, —1 et —2 volts.

Les caractéristiques graphiques d'un tube, soit les caractéristiques Ia/Vg, soit les caractéristiques Ia/Va, permettent de connaître et d'apprécier le fonctionnement de ce tube ; on peut en déduire les conditions d'emploi optimum du tube... nous verrons cela plus tard. Aussi, ces

courbes sont-elles d'un grand secours et largement diffusées auprès des ingénieurs, constructeurs ou simples utilisateurs.

Remarquons cependant que l'on publie soit les courbes Ia/Vg, soit les courbes Ia/Va, et non les deux groupes, ce qui ferait parfaitement double emploi ! En effet, les deux réseaux de courbes (fig. XIII-3 et fig. XIII-4, par exemple) fournissent exactement les mêmes renseignements. C'est ainsi que nous voyons sur la figure XIII-3 que pour Va = 150 V et Vg = —1 V, nous obtenons Ia = 2 mA. Passons à la figure XIII-4, nous avons exactement les mêmes renseignements.

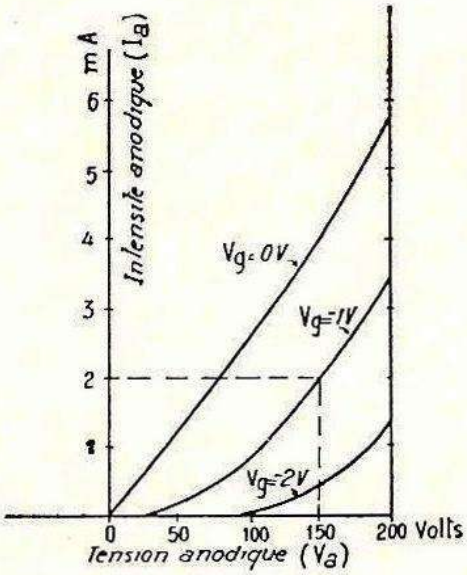


FIG. XIII-4

Un tube électronique est caractérisé par trois grandeurs qui découlent directement des expériences que nous venons de faire. Ce sont sa résistance interne, sa pente et son coefficient d'amplification. Dans les paragraphes suivants, nous allons étudier ces trois grandeurs caractéristiques et nous verrons qu'il est possible de les déterminer directement d'après un réseau de courbes Ia/Vg.

§ 3. — La résistance interne

La résistance interne d'un tube électronique a pour symbole la lettre grecque ϱ (prononcez rô) et s'exprime en *ohms*. N'allons surtout pas croire que la résistance interne d'un tube peut se calculer en divisant la tension anodique appliquée par l'intensité anodique correspondante ; ce n'est absolument pas cela !

Lorsqu'on maintient la tension de grille V_g constante, et que l'on fait varier la tension d'anode V_a, cette variation de V_a se traduit par une variation correspondante de l'intensité anodique I_a. Ceci est illustré par la figure XIII-5 représentant un réseau simple des caractéristiques I_a/V_g d'un tube donné.

Pour $V_g = -1$ V, avec $V_a = 200$ V, nous avons $I_a = 2$ mA, et avec $V_a = 225$ V nous avons $I_a = 4{,}5$ mA. Autrement dit, dans notre exemple, une variation de V_a de 25 V se traduit par une variation de I_a de 2,5 mA.

Pour éviter toute erreur, ces variations s'indiquent dans les formules par la lettre grecque Δ (prononcez delta) ; ainsi les variations de V_a et de I_a sont respectivement indiquées par ΔV_a et ΔI_a.

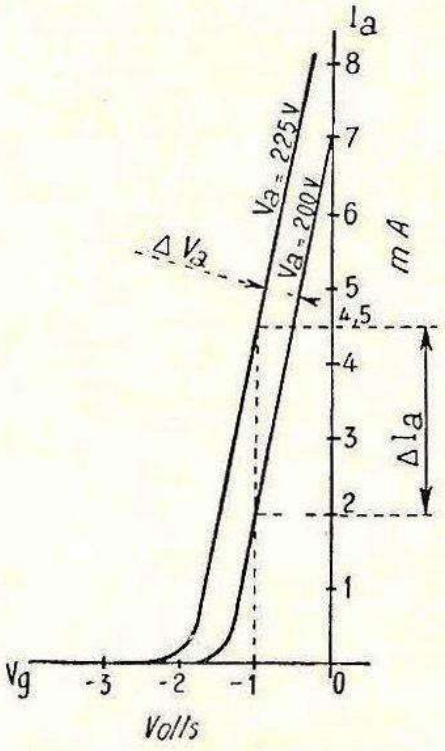


FIG. XIII-5

La résistance interne d'un tube électronique est égale, pour une tension de grille constante, au quotient de ΔV_a par ΔI_a.

Cela s'écrit : $\varrho = \dfrac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$

ϱ en ohms ;

ΔV_a en volts ;

ΔI_a en ampères.

C'est ainsi que, dans notre exemple, la résistance interne du tube examiné est de :

$$\varrho = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{225 - 200}{0{,}0045 - 0{,}002} = \frac{25}{0{,}0025} = 10\,000\ \Omega$$

Chez les Américains, la résistance interne s'appelle « plate resistance ».

§ 4. — La pente

La pente d'un tube électronique a pour symbole la lettre S et s'exprime en miliampères par volt (mA/V).

La pente représente la variation de l'intensité anodique entraînée par une variation de 1 volt de la tension de grille, ceci pour une tension anodique constante.

Regardons la figure XIII-6 représentant la caractéristique I_a/V_g de notre tube (toujours le même) pour une tension de plaque de 225 V.

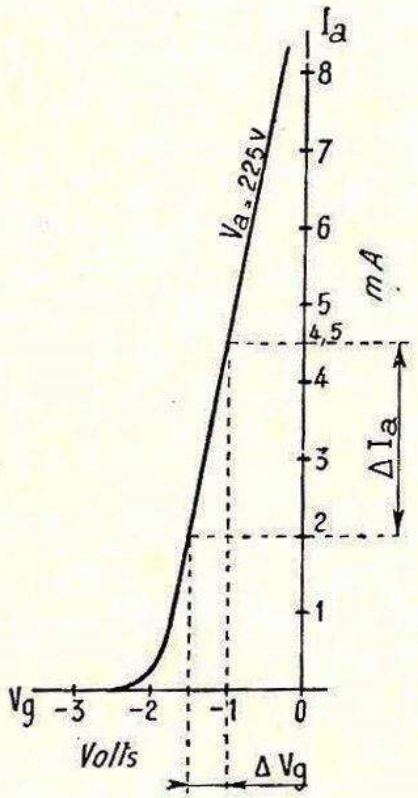


FIG. XIII-6

Pour $V_g = -1$ V, nous avons $I_a = 4{,}5$ mA et pour $V_g = -1{,}5$ V nous avons $I_a = 2$ mA. Les variations, toujours représentées par Δ, sont donc : $\Delta I_a = 2{,}5$ mA et $\Delta V_g = 0{,}5$ V.

Il est bien évident que pour connaître la variation de I_a pour une variation de 1 volt de V_g, il suffit de diviser ΔI_a par ΔV_g ; nous obtenons ainsi la pente du tube. Cela s'écrit :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

ΔI_a en milliampères ;

ΔV_g en volts ;

S en milliampères par volt (mA/V).

C'est ainsi que dans notre exemple, la pente du tube servant à nos expériences est de :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} = \frac{4{,}5 - 2}{1{,}5 - 1} = \frac{2{,}5}{0{,}5} = 5 \text{ mA/V}$$

Nous savons que lorsqu'on divise des volts par des ampères on obtient une résistance en ohms. Or, ici, nous faisons le contraire : nous divisons une intensité par une tension, et nous obtenons donc l'inverse d'une résistance, c'est-à-dire une conductance que l'on exprime en *mhos*. Partant de ce principe, chez les Américains, la pente s'appelle *transconductance*, que l'on exprime en utilisant comme unité le *micromho*. Autrement dit : 1 micromho $= \frac{1}{1\,000}$ mA/V.

Ainsi, notre tube ayant une pente de 5 mA/V serait indiqué comme présentant une transconductance de 5 000 micromhos.

Depuis 1959, cette unité, le *mho* a changé de nom. On l'appelle désormais le *siemens*, et son sous-multiple le *microsiemens*. Nous avons cependant donné l'ancien nom, car il est toujours fréquemment utilisé. Bien entendu, à l'appellation près, ceci ne change rien à la relation précédente, et l'on a toujours :

$$1 \text{ microsiemens} = \frac{1}{1000} \text{ mA/V.}$$

§ 5. — Le coefficient d'amplification

Le coefficient d'amplification d'un tube électronique a pour symbole la lettre *k*. Il ne s'exprime en aucune unité, car ce n'est qu'un coefficient issu d'un simple rapport de grandeurs de même nature.

Examinons la figure XIII-7 représentant les caractéristiques I_a/V_g de notre tube pour deux valeurs de tension anodique V_a.

Pour $I_a = 4{,}5$ mA et $V_a = 225$ V, nous avons $V_g = -1$ V.

Passons maintenant sur la caractéristique $V_a = 200$ V ; nous voyons que pour maintenir I_a constante à 4,5 mA, il nous faut ramener V_g à $-0{,}5$ V.

Le coefficient d'amplification est le rapport entre la variation de V_a et la variation de V_g pour une intensité anodique constante. Cela s'écrit :

$$k = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

ΔV_a et ΔV_g en volts.

C'est ainsi que dans notre exemple, le coefficient d'amplification du tube examiné est de :

$$k = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} = \frac{225 - 200}{1 - 0{,}5} = \frac{25}{0{,}5} = 50$$

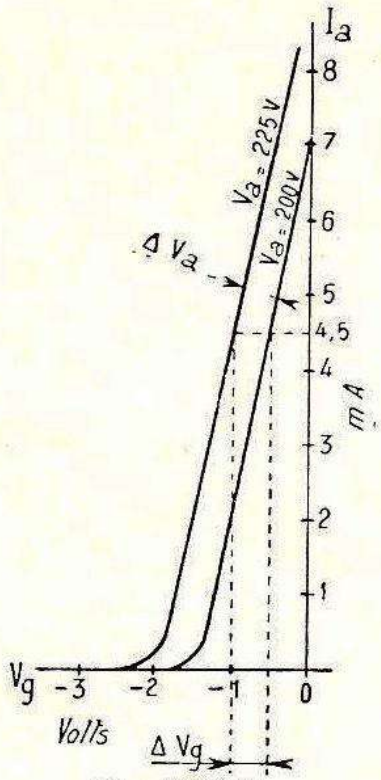


FIG. XIII-7

§ 6. — Relations de Barkhausen

Les trois grandeurs caractéristiques que nous venons d'étudier, la résistance interne ϱ, la pente S et le coefficient d'amplification k. sont liées entre elles par la relation suivante, appelée relation de Barkhausen :

$$k = \varrho \times S$$

Le coefficient d'amplification est égal au produit de la résistance interne par la pente (cette dernière étant exprimée en *ampère par volt* et non en milliampère par volt).

En effet, reprenons les caractéristiques que nous avons déterminées pour le tube ayant servi à nos expériences précédentes. Nous avons :

$\varrho = 10\,000\ \Omega$;

$S = 5$ mA/V, soit 0,005 A/V ;

$k = 50$.

La relation de Barkhausen est bien vérifiée puisque l'on a :

$$k = \varrho \times S = 10\,000 \times 0{,}005 = 50$$

En conséquence, si parmi k, ϱ et S, on ne connaît que deux valeurs, il est facile de calculer la troisième :

$$k = \varrho \,.\, S$$

$$S = \frac{k}{\varrho}$$

$$\varrho = \frac{k}{S}$$

CHAPITRE XIV

La fonction amplificatrice

§ 1. — Etude générale

Grâce au montage expérimental vu précédemment (fig. XIII-2), nous avons pu nous rendre compte de ce qui se passe dans le circuit anodique d'un tube électronique lorsque la tension appliquée à la grille varie. Graphiquement, le résultat est représenté sur la figure XIII-6, par exemple ; nous le répétons, une variation de la tension appliquée à la grille se traduit par une variation de l'intensité du circuit de plaque. Toutefois, en pratique, c'est une variation de tension que l'on cherche à obtenir dans le circuit anodique.

Pour atteindre ce résultat, il existe un procédé très simple : il suffit d'intercaler une résistance dans le circuit anodique. Il est alors évident que des variations d'intensité du circuit anodique se traduiront par des variations de tension aux bornes de la résistance intercalée. C'est ce qui est représenté sur la figure XIV-1. Nous avons le tube triode dont

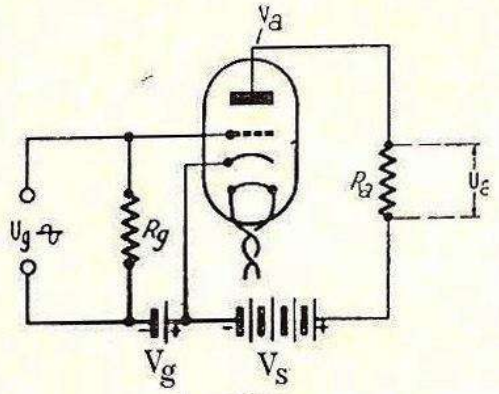


FIG. XIV-1

la grille est portée à un potentiel négatif fixe V_g par rapport à la cathode ; c'est ce que l'on appelle la *polarisation*, point très important sur lequel nous reviendrons ultérieurement. Dans le circuit de grille, nous voyons une résistance R_g de forte valeur permettant l'application de la tension V_g à la grille ; c'est aux bornes de cette résistance R_g que l'on applique les variations de tension à amplifier, autrement dit la ten-

sion alternative U_g. Les variations de courant anodique correspondantes sont traduites par des variations de tension amplifiées mises en évidence aux bornes de la résistance d'anode R_a (tension amplifiée U_a).

Mais, d'ores et déjà, une précision s'impose. Les courbes caractéristiques I_a/V_g données pour notre tube triode servant à nos essais sont des caractéristiques statiques ; elles ont été établies sans aucune résistance intercalée dans le circuit anodique. Or, la résistance R_a provoque une chute de tension égale à $R_a \times I_a$; la tension réelle appliquée à l'anode du tube triode sera donc inférieure à la tension V_s de la source d'alimentation.

Graphiquement, pour voir ce qui se passe, il nous faudrait les courbes caractéristiques *dynamiques* du tube, courbes que l'on déterminera comme les caractéristiques statiques, c'est-à-dire pour diverses tensions d'alimentation notamment, mais aussi pour diverses valeurs de résistance R_a. On voit tout de suite la multiplicité des courbes qu'il serait possible de tracer. Aussi, sur la figure XIV-2, nous sommes-nous limités à une seule.

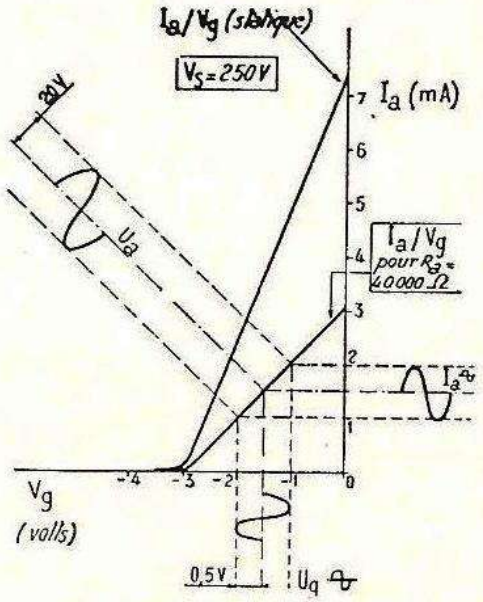


FIG. XIV-2

Sur cette figure, nous avons d'abord tracé la caractéristique statique I_a/V_g pour une tension anodique de 250 V. Puis, nous avons tracé la caractéristique dynamique pour une résistance de plaque R_a de 40 000 Ω et pour une tension d'alimentation V_s de 250 V ; nous ne disons plus « tension anodique » puisque celle-ci dépend, rappelons-le, de I_a et R_a.

A l'aide de la source V_g de la figure XIV-1, nous avons déterminé la tension négative fixe de la grille. Cette tension de base, dont dépend le fonctionnement du tube, s'appelle, nous le savons, la polarisation ; sur la figure XIV-2, nous voyons que cette tension V_g est de —1,5 V et qu'elle provoque une intensité anodique I_a de 1,5 mA (d'après la caractéristique dynamique I_a/V_g pour $R_a = 40\,000\ \Omega$).

Sur la grille, appliquons la tension alternative à amplifier, tension U_g de 0,5 V de crête dans notre exemple. La tension instantanée de grille va donc varier autour de la tension de base de —1,5 V en passant périodiquement de —1 V à —2 V. Cette variation de tension de grille va se traduire par une variation de courant anodique « I_a alternative » de 1 à 2 mA, soit 0,5 mA au-dessus et 0,5 mA au-dessous de l'intensité de base de 1,5 mA.

Aux bornes de la résistance R_a de charge anodique de 40 000 Ω, cette variation d'intensité anodique se traduit par une variation de tension U_a alternative de 20 volts de crête (40 000 Ω × 0,0005 A). Nous voyons donc bien l'amplification de tension réalisée : 20 volts disponibles sur le circuit anodique pour 0,5 V à la grille ; soit amplification réelle de 40 fois.

Par le simple examen de la figure XIV-2, nous voyons que la pente dynamique de la caractéristique d'un tube est toujours inférieure à sa pente statique. On démontre d'ailleurs que la pente dynamique est égale à :

$$S_d = \frac{S \cdot \varrho}{\varrho + R_a}$$

formule dans laquelle nous avons :

S_d = pente dynamique ;

S = pente statique ;

ϱ = résistance interne ;

R_a = résistance anodique.

Quant au coefficient d'amplification dynamique k_d ou gain réel G du tube, nous pouvons aussi le calculer par la relation suivante :

$$G = k_d = \frac{k \cdot R_a}{\varrho + R_a}$$

formule dans laquelle nous avons :

k = coefficient d'amplification statique ;

ϱ = résistance interne ;

R_a = résistance anodique.

§ 2. — L'amplification BF de tension

Nous savons déjà ce qu'il est convenu d'appeler BF ou basse fréquence ; ce sont tous les signaux alternatifs simples ou complexes constituant la modulation et qui sont à notre disposition à la sortie du détecteur dans tout récepteur de radio. Un montage détecteur à lampe diode a été représenté sur la figure XII-1, montage très répandu ; toutefois, à la sortie du détecteur, les signaux BF sont d'amplitude trop faible pour être commodément utilisés (à moins de faire l'écoute au casque).

Nous pourrions faire suivre l'étage détecteur par le montage de la figure XIV-1 ; mais celui-ci est plutôt un montage expérimental, et nous allons voir les perfectionnements susceptibles d'être apportés.

Examinons la figure XIV-3 ; nous avons l'étage détecteur avec la diode V_1 comportant la résistance de charge R_1 (de 47 kΩ à 470 kΩ max.) et le condensateur réservoir C_1 (de 22 pF à 100 pF max.). Au point P, nous nous souvenons que nous disposons des signaux BF détectés, mais aussi d'une tension continue négative par rapport à la masse et proportionnelle à l'amplitude des signaux détectés. Seuls les signaux alternatifs BF doivent être transmis à la grille du tube triode amplificateur V_2, et non la composante continue dont nous venons de parler (tension continue qui pourra être utilisée éventuellement plus tard pour une autre fonction). Nous nous trouvons donc en face d'un problème de liaison interétage, extrêmement simple à résoudre d'ailleurs. Il suffit d'intercaler le condensateur C_2 (de 10 000 à 50 000 pF) qui se laissera traverser par les signaux BF (courant alternatif) mais qui arrêtera la composante continue indésirable. Nous avons ensuite la résistance de fuite de la grille R_2 (de 470 kΩ à 1 MΩ), appelée aussi quelquefois résistance de maintien de grille, puis la source de polarisation V_g (batterie avec positif à la masse et négatif côté grille).

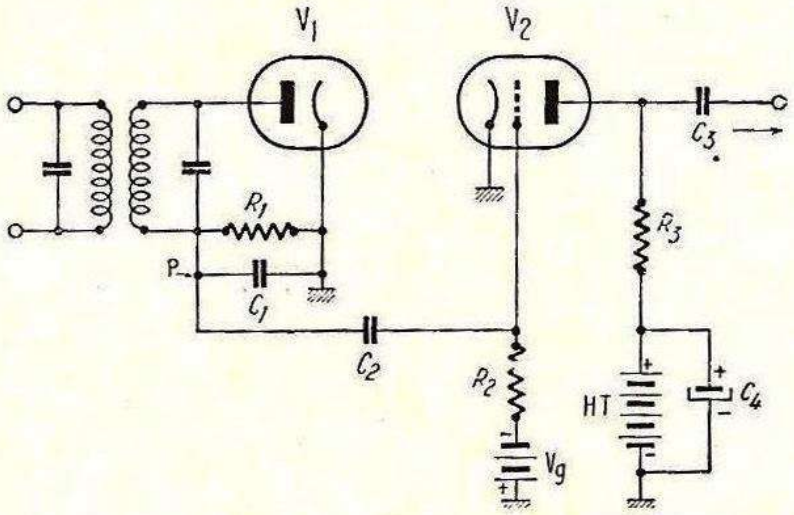


FIG. XIV-3

Les signaux BF amplifiés apparaissent aux bornes de la résistance de charge de plaque R_3 (valeur selon l'amplification désirée et le type du tube V_2). Notons aussi la présence de la source d'alimentation anodique HT. Cette dernière est shuntée par un condensateur électrochimique C_4 de forte valeur présentant une impédance pratiquement nulle aux signaux BF ; ceci, afin que l'impédance de la source HT ne s'ajoute pas à R_3 et surtout qu'il n'y ait pas de couplage indésirable avec les autres étages (la source HT alimentant pratiquement tous les étages du récepteur).

D'ailleurs, la source HT est bien une pile comme nous l'avons représenté... dans les récepteurs du type batterie. Mais dans les récepteurs sur secteur, l'alimentation anodique ou alimentation HT est fournie par un montage redresseur suivi d'un filtre, comme nous l'avons étudié pré-

cédemment ; ce montage redresseur fournit aussi la haute tension anodique à tous les étages du récepteur.

Ceci étant bien établi, nous allons pouvoir maintenant simplifier nos schémas en ne représentant que deux bornes + et — avec l'indication HT.

Il nous reste encore cette batterie V_g dite de *polarisation* portant la grille du tube amplificateur à une certaine tension négative fixe par rapport à la masse. Comment pourrions-nous supprimer cette pile bien ennuyeuse ? Mais, tout d'abord, pourquoi la grille doit-elle recevoir cette tension négative, pourquoi la grille doit-elle être polarisée négativement par rapport à la cathode ?

Eh bien parce qu'il faut que le point de fonctionnement de la grille soit situé sur la caractéristique I_a/V_g de façon telle que même pour les amplitudes les plus grandes de la tension alternative à amplifier, ladite grille reste toujours négative par rapport à la cathode. Regardons la figure XIV-2 ; nous voyons que cette condition est bien respectée ; quel que soit le potentiel instantané de la grille recevant la tension alternative U_g, il est toujours négatif par rapport à la cathode (tension de grille variant entre —2 V et —1 V par rapport à la cathode qui est à 0 volt). Cette condition est satisfaite grâce à la polarisation de la grille : tension de —1,5 V dans notre exemple.

Si la grille n'était pas polarisée (même potentiel que la cathode) ou si elle était insuffisamment polarisée (—0,25 V, par exemple), les alternances positives de la tension U_g à amplifier, ou une partie de ces alternances, transporteraient le potentiel instantané de grille dans les régions positives de la caractéristique I_a/V_g ; un courant de grille prendrait naissance, entraînant des distorsions dans l'amplification.

De même, si la grille est trop polarisée (disons —3 V dans notre exemple de la figure XIV-2), les alternances négatives de la tension U_g à amplifier atteindraient les parties courbées du pied de la caractéristique (voire le « cut-off ») ; d'où distorsions également.

La polarisation négative nécessaire à la grille peut donc être obtenue au moyen d'une petite batterie de piles, de tension convenable, comme nous l'avons schématisé sur la figure XIV-3. Précisons cependant que ce procédé est assez peu employé dans les récepteurs de radio ; on lui préfère l'un des deux procédés suivants :

a) *Tension négative fournie par le redresseur haute tension*

Plusieurs montages pratiques reposent sur le même principe. Nous donnons un premier schéma sur la figure XIV-4. Nous remarquons que la sortie — HT du redresseur n'est pas reliée directement à la masse, mais par l'intermédiaire d'une résistance R. En conséquence, les armatures négatives des condensateurs de filtrage C_1 et C_2 ne doivent pas être reliées à la masse. Il est bien évident que la résistance R intercalée dans la ligne — HT va provoquer une chute de tension, que cette chute est proportionnelle à la valeur de R et à l'intensité consommée par le récepteur, et enfin que la tension disponible à l'extrémité *m* de la résistance est négative par rapport à la masse.

On détermine donc la valeur de la résistance R par simple application de la loi d'Ohm :

$$R = \frac{E}{I}$$

avec E, tension de polarisation à obtenir (en volts), et I, intensité de la haute tension, consommée par le récepteur (en ampère).

Notons aussi la présence du condensateur électrochimique C_3 de filtrage et de découplage en parallèle sur la résistance de polarisation R. Généralement, $C_3 = 50$ µF, tension de service 30 V.

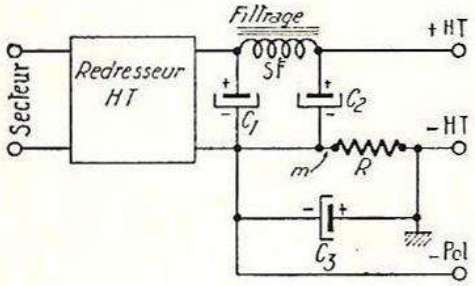


FIG. XIV-4

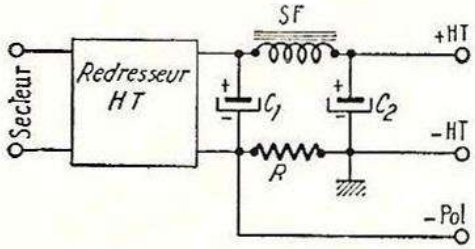


FIG. XIV-5

Si nous voulons utiliser ce système de polarisation dans le montage de la figure XIV-3, il suffit évidemment de relier la base de la résistance R_2 à la ligne « — Polar).

Une variante du montage est représentée sur la figure XIV-5. Nous voyons que seul le premier condensateur de filtrage C_1 doit avoir son armature négative isolée de la masse. Cela oblige donc l'emploi de deux condensateurs de filtrage distincts, alors que dans le montage précédent on peut utiliser un condensateur *double* à armature négative commune. Par contre, on notera la suppression possible du condensateur en parallèle sur la résistance R. Cette dernière se détermine évidemment comme dans le montage précédent.

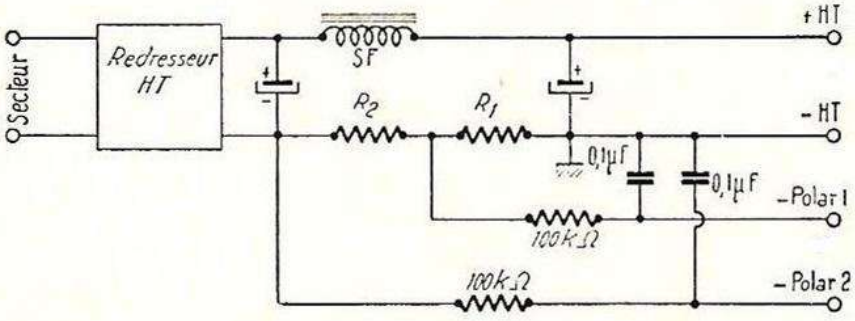


FIG. XIV-6

Enfin, la figure XIV-6 illustre le cas où plusieurs tensions différentes de polarisation sont nécessaires pour les divers tubes du récepteur. Il

suffit de diviser la résistance R de polarisation en deux résistances R_1 et R_2 convenables déterminant les tensions — Polar 1 et — Polar 2. La tension négative la plus faible (— Polar 1) est ordinairement établie pour les tubes amplificateurs HF, MF et amplificateur BF de tension ; la tension négative la plus importante (— Polar 2) est réservée au tube amplificateur BF de puissance.

Les résistances R_1 et R_2 se déterminent de la façon suivante :

$$R_1 = \frac{E_1}{I}$$

avec E_1, tension de polarisation 1 (en volts) et I, intensité de la haute tension consommée par le récepteur.

Ensuite, nous faisons le quotient :

$$\frac{E_2}{I}$$

avec E_2, tension de polarisation 2, et I, comme précédemment.

Le résultat nous donne la valeur de la résistance *totale* de $R_1 + R_2$. Puisque nous connaissons déjà R_1, une simple soustraction nous permettra de trouver R_2.

Nous remarquerons la présence d'une cellule « résistance-capacité » de découplage sur chaque ligne de polarisation. Les valeurs indiquées sur notre schéma (100 kΩ et 0,1 μF) sont des ordres de grandeur destinés à fixer les idées.

Mais nous attirons l'attention du lecteur sur le fait que la *valeur* de la résistance de découplage de 100 kΩ ne modifie absolument pas la tension de polarisation correspondante ; en effet, les tensions de polarisation sont des tensions statiques, si l'on peut dire. *Aucune intensité* n'est demandée aux lignes — Polar ; aucune chute de tension n'a donc lieu dans ces résistances et leurs valeurs sont sans influence sur la tension de polarisation.

b) *Polarisation par résistance de cathode*

Examinons la figure XIV-7 ; nous avons toujours notre résistance de fuite de grille R_g et notre résistance de charge de plaque R_a. Mais nous remarquons la présence d'une résistance R_k intercalée dans le circuit cathodique (la cathode n'est plus reliée directement à la masse, comme sur la figure XIV-3, par exemple). Si nous respectons le sens conventionnel du courant électrique de la source HT représenté par la flèche, nous voyons que la cathode du tube est *positive* par rapport à la masse. Or, la grille est au potentiel de la masse, la base de la résistance R_g y étant reliée. En conséquence, la cathode est positive par rapport à la grille ; ce qui signifie aussi que *la grille est négative par rapport à la cathode.* Voilà donc bien notre polarisation obtenue.

La valeur de la résistance R_k dépend de la tension de polarisation à obtenir et de l'intensité HT consommée par le tube considéré. Nous avons :

$$R_k = \frac{E}{I}$$

avec E, tension de polarisation requise (en volts). et I, intensité circulant dans le circuit de cathode (en ampère).

Toutefois. lorsqu'on applique le signal alternatif BF à amplifier sur la grille du tube, il surgit une petite complication : aux bornes de la résistance R_k, outre la tension continue de polarisation souhaitée, apparaît une tension BF de même phase que la tension BF appliquée sur la grille. En effet, supposons que la tension alternative appliquée sur la grille soit, à l'instant considéré, dans sa phase positive. L'intensité anodique va augmenter, d'où augmentation également de la tension instantanée aux bornes de R_k. Autrement dit, lorsque le potentiel de la grille va augmenter, il y aura aussi une petite augmentation de la tension de cathode ; la différence de potentiel *entre grille et cathode* se trouve donc diminuée d'autant.

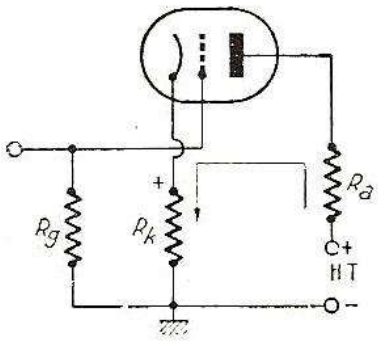


FIG. XIV-7

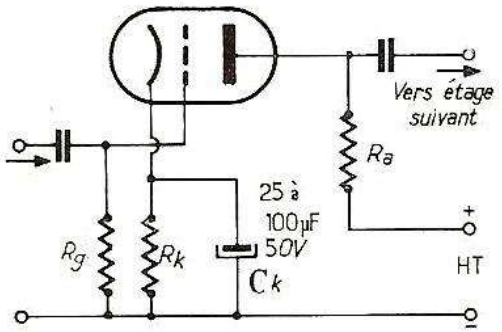


FIG. XIV-8

Ainsi, c'est la tension alternative à amplifier *diminuée* de la variation instantanée de cathode qui se trouve appliquée entre grille et cathode du tube, et c'est cette *tension différentielle « seulement »* qui sera amplifiée. Pour supprimer cette perte, il nous faut supprimer la tension alternative aux bornes de R_k. On obtient ce résultat en connectant un condensateur en parallèle sur R_k, condensateur qui ne change rien du point de vue tension continue de polarisation, mais qui court-circuite la composante alternative BF (à condition que sa capacité soit suffisamment grande, c'est-à-dire qu'il offre une très faible impédance pour toute la gamme des signaux BF).

La présence de ce condensateur permet donc l'amplification de la tension complète appliquée à l'entrée, et le montage final est montré sur la figure XIV-8.

Généralement, dans tout récepteur comportant une amplification BF importante, il est utile de pouvoir régler le volume sonore au gré de

l'auditoire. Le réglage du volume sonore s'obtient par la manœuvre d'un organe appelé *potentiomètre.*

Un potentiomètre n'est qu'une résistance sur laquelle on peut déplacer un curseur (voir figure XIV-9). Il est bien évident que si l'on applique la totalité des signaux BF entre les points *a* et *b*, nous disposerons entre *c* et *b* d'une amplitude des signaux variable selon l'emplacement du curseur *c* sur la résistance (depuis le maximum en *a*, jusqu'à l'annulation en *b*).

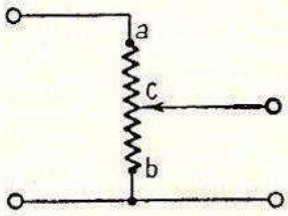


FIG. XIV-9

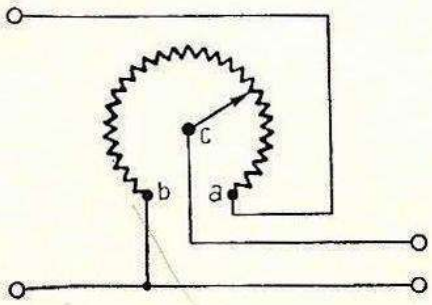


FIG. XIV-10

Pratiquement, la résistance *ab* se présente sous une forme circulaire comme le montre la figure XIV-10. Sur la figure XIV-11, nous voyons l'aspect d'un potentiomètre très couramment employé. Bien souvent, le potentiomètre est lui-même combiné avec un interrupteur utilisé pour la mise en service et l'arrêt du récepteur (alimentation) ; c'est la partie que l'on voit fixée à l'arrière du potentiomètre proprement dit.

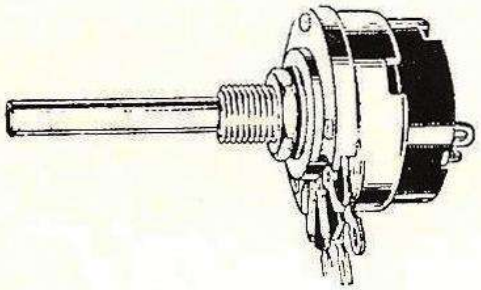


FIG. XIV-11

Comment intercaler un potentiomètre dans un montage amplificateur de tension BF ?

Sur le schéma de la figure XIV-3, nous voyons que la totalité des signaux BF détectés est transmise à l'amplificateur BF. La première solution qui vient à l'esprit consiste à remplacer la résistance de détection par le potentiomètre lui-même ; c'est ce qui est montré sur la figure XIV-12. Mais le procédé le plus répandu est celui représenté sur la figure XIV-13.

Les potentiomètres utilisés pour le réglage du volume sonore sont à variation logarithmique, ce qui signifie que la variation de la résistance est logarithmique par rapport à l'angle de rotation (revoir chapitre II, § 2).

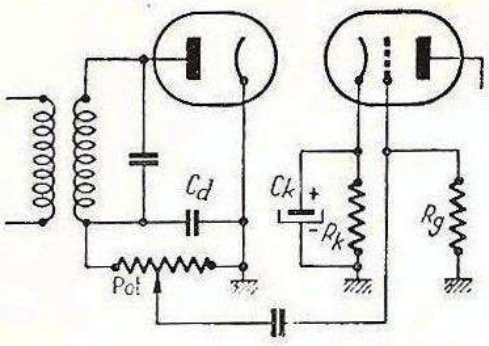


FIG. XIV-12

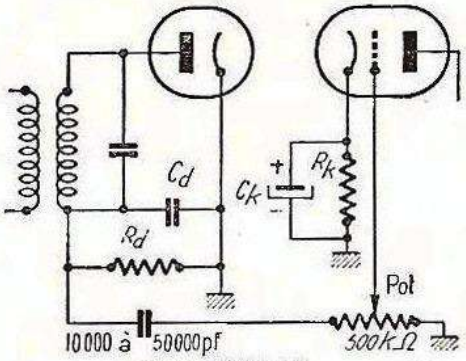


FIG. XIV-13

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 37. — Un lexique de lampes nous donne les caractéristiques statiques suivantes pour un tube triode : $\rho = 14\,000\ \Omega$ et $S = 4$ mA/V. Quel est le coefficient d'amplification de ce tube ?

Problème n° 38. — Quel est le coefficient d'amplification dynamique du tube précédent, c'est-à-dire le gain réel d'amplification qu'il apportera si nous le montons avec une résistance de charge anodique de 36 000 Ω ?

Si nous appliquons une tension alternative de 0,35 V de crête sur la grille, quelle sera la tension alternative de crête amplifiée disponible aux bornes de la résistance anodique ?

Problème n° 39. — Un tube triode a une consommation anodique de 5 mA ; il nécessite une polarisation de 2 volts. Calculez la valeur de la résistance cathodique de polarisation à intercaler.

§ 3. — L'amplification BF de puissance

L'amplification BF de puissance est destinée à fournir l'énergie nécessaire à actionner le haut-parleur.

Précédemment, au cours du paragraphe 1, nous avons étudié un exemple d'amplification : tension appliquée à la grille = 0,5 V ; tension recueillie aux bornes de la résistance de 40 000 Ω de l'anode = 20 V. Il s'agissait d'une amplification de *tension*, et c'est ce que nous recherchions. Mais au point de vue « *puissance* », voyons ce que cela peut donner (en reprenant le même exemple).

Nous savons que la puissance W peut se calculer en appliquant la formule :

$$W = \frac{E^2}{R}$$

E étant exprimée en volts efficaces, soit dans notre exemple : $\frac{20}{\sqrt{2}} =$ 14 volts efficaces environ.

Nous avons donc : $W = \frac{14 \times 14}{40\,000} = 0{,}005$ watt environ, soit 5 milliwatts... ce qui est nettement insuffisant pour actionner un haut-parleur. Une telle puissance suffit pour un casque (écouteurs) ; mais pour un haut-parleur fournissant une audition moyenne, il faut 0,75 à 1 watt (parfois plus, selon le volume sonore souhaité).

En conséquence, on fait suivre l'étage amplificateur BF de tension par un étage amplificateur de puissance, étage équipé d'un tube fonctionnant avec une tension et une intensité d'anode plus importantes et délivrant alors la puissance requise par le haut-parleur.

La liaison entre le tube amplificateur de tension et le tube final (de puissance) s'effectue généralement comme la liaison entre le détecteur et l'amplificateur de tension. En d'autres termes, nous avons un condensateur conduisant les signaux BF à amplifier de l'anode du premier tube à la grille du tube final (voir figure XIV-14). A la fréquence la plus

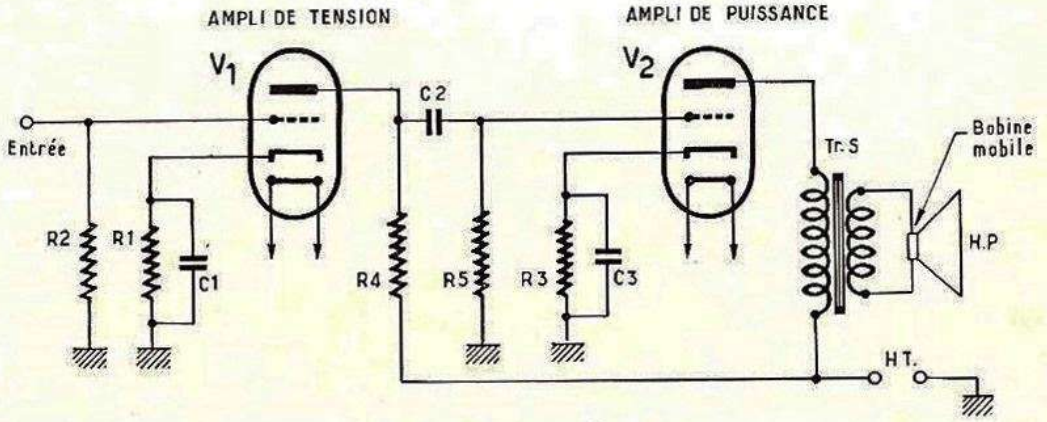


FIG. XIV-14

basse des signaux à transmettre, la réactance du condensateur de liaison C_2 doit être très faible par rapport à la résistance de fuite de grille R_5 du tube final V_2 (voir paragraphe 5).

L'isolement diélectrique du condensateur C_2 doit être parfait, afin qu'aucune tension continue positive issue de l'anode de V_1 ne soit appliquée à la grille du tube final V_2. S'il n'en était pas ainsi, l'audition présenterait de fortes distorsions et l'on assisterait même, à plus ou moins brève échéance, à la destruction du tube final.

Bien entendu, comme le tube amplificateur de tension, le tube amplificateur de puissance doit être polarisé à une tension convenable, selon le type de tube utilisé. Sur la figure XIV-14, nous avons représenté une polarisation obtenue par une résistance de cathode R_3 shuntée par un

condensateur C_3 de forte capacité ; mais on peut aussi polariser par une résistance montée dans le retour « moins HT » du circuit d'alimentation (revoir les figures XIV-4, 5 et 6, et le texte s'y rapportant).

Complétons l'examen du schéma de la figure XIV-14 en regardant le circuit anodique du tube final V_2.

Présentement, on emploie presque exclusivement des haut-parleurs électrodynamiques (chapitre VII, § 3). Selon la construction, l'impédance de la bobine mobile d'un tel haut-parleur se situe entre 2,5 Ω et une dizaine d'ohms environ.

D'autre part, pour fonctionner correctement (rendement convenable et fidélité de reproduction notamment), le tube final doit avoir une résistance de charge dans son circuit anodique — disons plutôt une *impédance* de charge anodique — bien déterminée. Cette impédance dépend des conditions d'emploi du tube... et du type de tube lui-même ; cette valeur bien déterminée est indiquée par le fabricant du tube et se situe généralement entre 2 500 Ω et 12 000 Ω environ.

Il n'est donc absolument pas question d'intercaler directement la bobine mobile du haut-parleur dans le circuit de plaque du tube final. Il nous faut intercaler un transformateur TrS, appelé transformateur de sortie, qui, par le rapport entre les nombres de tours du secondaire *s* et du primaire *p*, transformera l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur en une valeur plus élevée convenant au circuit anodique du tube final.

Le rapport de transformation *n* convenable peut être déterminé par la formule :

$$n = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} \quad \text{ou} \quad n = \sqrt{\frac{Z_s}{Z_p}}$$

Ce qui signifie que le rapport de transformation *n* est égal à la racine carrée du quotient de l'impédance primaire Z_p par l'impédance secondaire Z_s ou l'inverse. Donnons un exemple :

Si notre tube final nécessite une impédance de charge de 4 000 Ω, l'impédance présentée par le primaire Z_p du transformateur devra être aussi de 4 000 Ω. Si nous employons un haut-parleur avec bobine mobile de 2,5 Ω, l'impédance secondaire Z_s devra être aussi de 2,5 Ω. Nous devrons donc avoir un rapport de transformation de :

$$n = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = \sqrt{\frac{4\,000}{2{,}5}} = 40 \quad \text{ou} \quad \sqrt{\frac{2{,}5}{4\,000}} = 0{,}025 = 1/40$$

Ce rapport est facilement mesurable et il nous renseigne immédiatement si tel ou tel transformateur à notre disposition peut convenir à l'usage projeté. Il suffit, par exemple. d'appliquer une tension alternative de 240 volts aux bornes du primaire et de mesurer la tension aux bornes du secondaire. Si nous trouvons 6 volts, nous sommes bien en présence d'un transformateur de rapport 1/40 (240 : 40 = 6).

Il est bien certain que la seule formule précédente ne permet pas de déterminer entièrement, de construire, un transformateur de sortie. Un transformateur de rapport 40 (pour conserver notre exemple) peut être obtenu suivant une infinité de solutions. On pourrait mettre 1 tour au secondaire et 40 tours au primaire ; mais on peut mettre aussi 50 tours au secondaire et 2 000 tours au primaire ! C'est évidemment la seconde solution la meilleure, car le primaire doit tout de même offrir un certain coefficient de self-induction dépendant, entre autres facteurs, de la résistance interne du tube et de la fréquence la plus basse à reproduire.

Une autre formule détermine aussi la section du noyau des tôles magnétiques constituant le transformateur, par rapport à la puissance modulée à transmettre au haut-parleur.

Nous n'indiquerons pas ces formules ici, car nous sortirions alors du cadre de ce cours élémentaire. Précisons encore que le transformateur de sortie porte aussi les noms de transformateur du haut-parleur ou transformateur d'adaptation.

*
**

Dans certains montages, on prévoit un découplage constitué par une résistance et un condensateur dans l'alimentation anodique du tube amplificateur de tension V_1 (R_6 et C_4 sur notre figure XIV-15 ; rien n'est

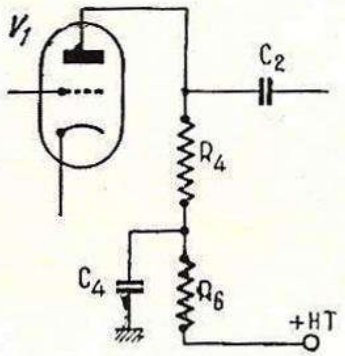


FIG. XIV-15

changé par ailleurs vis-à-vis de la figure XIV-14). En effet, les deux étages V_1 et V_2 peuvent être couplés l'un à l'autre par l'intermédiaire de la source d'alimentation HT (surtout si l'impédance présentée par cette dernière aux fréquences peu élevées des signaux BF à amplifier n'est pas négligeable). Cela se traduit alors par un accrochage indésirable (appelé « motor-boating » des étages basse fréquence.

Le remède est donc le circuit découpleur R_6C_4 supplémentaire. En général, C_4 présente une capacité située entre 0,5 µF et 8 µF, selon l'efficacité du découplage nécessaire ; quant à la résistance R_6, on la choisit égale approximativement au dixième de la résistance de plaque R_4.

Outre le rôle que nous venons d'attribuer à ce circuit de découplage, il en a aussi un second tout aussi important : filtrage complémentaire de la tension d'alimentation du premier tube BF. Il réduit considérablement, jusqu'à la rendre négligeable, la tension d'ondulation pouvant subsister à la sortie du filtre haute tension ; d'où réduction importante du ronflement éventuel.

Une caractéristique essentielle de tout tube amplificateur BF de puissance est sa puissance modulée W_m (qu'il ne faut pas confondre avec la puissance anodique d'alimentation : $W_a = V_a \times I_a$). En fait, W_m n'est qu'une fraction de W_a ; théoriquement, on atteint le quart de W_a avec un tube triode, la moitié avec un tube pentode. Néanmoins, ces valeurs sont très optimistes, et pratiquement W_m reste en dessous.

Le rapport W_m/W_a détermine le rendement du tube.

La puissance modulée est la puissance développée par la composante alternative BF du circuit d'anode d'un tube final. Nous avons donc :

$$W_m = E_m \times I_m$$

ou encore :

$$W_m = Z \times I_m^2$$

E_m = tension efficace BF aux bornes du circuit anodique ;
I_m = intensité efficace BF du circuit anodique ;
Z = impédance de charge du circuit anodique.

§ 4. — Les classes d'amplification

De toutes parts actuellement on a adopté la classification américaine due aux ingénieurs de la G.E.C. et de la Westinghouse, à savoir : classe A, classe B et classe C.

Cette classification générale dépend des amplitudes de la tension d'attaque et des polarisations négatives de base de la grille de commande.

Il existe néanmoins des classes d'amplification intermédiaires, appelées classes AB1, AB2. Nous allons étudier rapidement chacune d'elles.

1° *Classe A* (fig. XIV-16)

Les amplificateurs de cette classe sont les plus couramment employés en réception (haute et basse fréquence). En règle générale, tous les amplificateurs de tension sont de la classe A, et beaucoup d'amplificateurs BF de puissance également.

Correctement réglés, les montages amplificateurs classe A donnent, sans aucun artifice, une reproduction fidèle avec un minimum de distorsion.

La forme des signaux dans le circuit plaque est la même que celle des signaux appliqués sur la grille de commande. Cela se réalise en polarisant la lampe de façon que le courant d'anode ne soit jamais coupé, et en appliquant sur la grille des signaux d'une amplitude assez réduite, de façon que le point de travail reste sur la partie rectiligne de la caractéristique dynamique. La grille ne doit jamais devenir positive ;

de ce fait, l'amplitude des signaux d'attaque ne doit pas dépasser la valeur U de la polarisation de base de la grille :

$$V_g \leqslant -U$$

Pour contrôler si un tube fonctionne correctement en régime A, il suffit d'insérer, pendant son fonctionnement, un miliampèremètre en série dans son circuit anodique ; ce dernier doit indiquer le courant moyen plaque du tube (courant prévu par le constructeur). Mais, d'autre part, l'aiguille du milliampèremètre doit être absolument fixe ; son indication ne doit ni augmenter, ni diminuer pendant la modulation. Sinon, agir sur la polarisation de base.

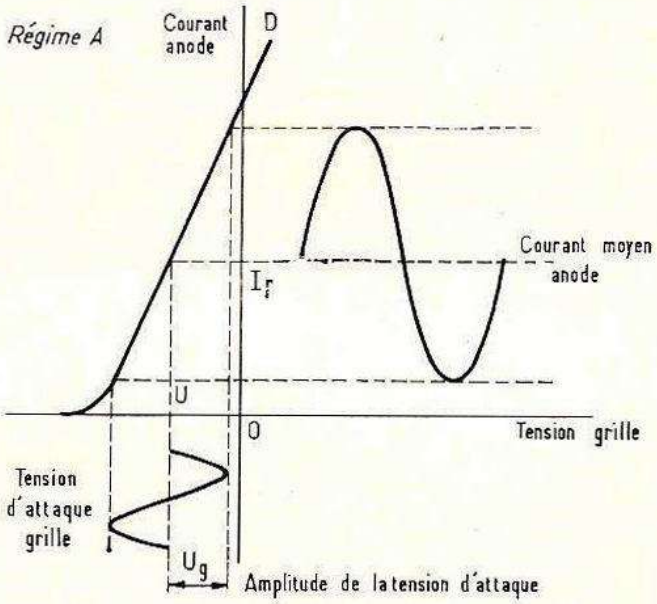


FIG. XIV-16

Il va sans dire que deux lampes montées symétriquement peuvent parfaitement fonctionner en classe A également (push-pull classe A), montage dont on tire les avantages suivants :

a) Les composantes continues des deux courants d'alimentation d'anodes circulent en sens inverses dans le primaire du transformateur de sortie. Tout risque de saturation du fer est éliminé, et l'on peut utiliser un noyau magnétique de section très modeste.

b) Suppression des harmoniques 2 produits par les parties courbées des caractéristiques.

c) On obtient une puissance double de celle que pourrait fournir une des lampes fonctionnant seule.

Les amplificateurs BF push-pull seront étudiés ultérieurement (§ 7).

2° *Classe B* (fig. XIV-17)

Dans ce régime, une seule alternance du signal d'attaque (supposé sinusoïdal) contribue à la formation du courant alternatif d'anode qui,

de ce fait, est constitué par des demi-sinusoïdes, comme le montre la figure XIV-17.

La puissance obtenue dans l'anode est proportionnelle au carré de la tension appliquée sur la grille de commande. Le régime B s'obtient en faisant la polarisation négative de grille U égale à la polarisation de blocage pour la tension d'alimentation continue d'anode considérée ; en d'autres termes, le courant plaque doit être nul (ou voisin de zéro) en l'absence de tension alternative d'attaque sur la grille de commande. En cours de fonctionnement, cette grille peut devenir positive (d'où naissance du courant grille).

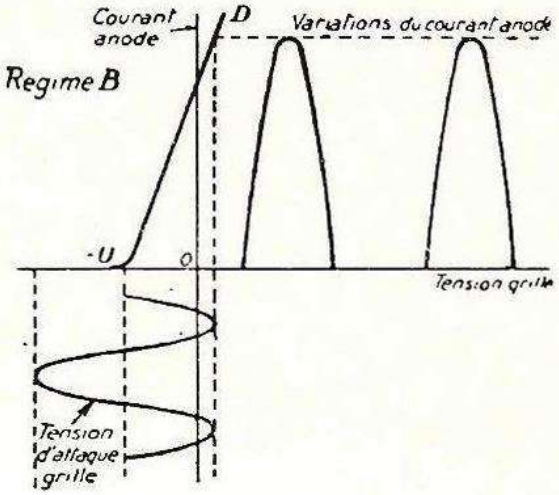


FIG. XIV-17

Ce type d'amplificateur consomme, par conséquent, une énergie anodique minime au repos et importante durant le signal. On conçoit donc qu'il faille l'alimenter par un redresseur ayant une bonne régulation ; autrement dit, le filtre de ce dernier comportera obligatoirement une bobine à fer à l'entrée et un condensateur de valeur élevée à la sortie.

En BF, une lampe seule travaillant en classe B amène des déformations importantes, du fait de l'allure des variations du courant plaque. On compense cela par l'utilisation du push-pull ; les lampes travaillant en opposition reconstituent une sinusoïde complète dans leur circuit de sortie. Le push-pull classe B avec courant grille permet d'obtenir une puissance modulée parfois dix fois supérieure à celle qu'on obtient avec une lampe utilisée en classe A. Un tel push-pull doit être obligatoirement précédé d'un étage driver, car il exige tout de même une certaine *puissance* d'attaque sur les grilles de commande. De même, le transformateur déphaseur n'est pas un simple transformateur de tension, mais un transformateur de puissance de rapport convenable.

Certains tubes spéciaux permettent également une amplification classe B avec courant grille, mais avec *polarisation nulle* (les retours de grilles se faisant directement à la masse). Nous citerons pour mémoire les 46, 59, 53, 6A6, 6N7, etc., et presque toutes les lampes doubles de sortie pour poste batteries.

3° *Classe C* (fig. XIV-18)

Les amplificateurs se rangeant dans cette classe sont uniquement utilisés à l'émission. Dans les émetteurs modernes, la modulation est très souvent, pour ne pas dire toujours, appliquée à un amplificateur haute fréquence classe C (amplification de puissance d'oscillations HF d'amplitudes de grande valeur).

Dans ce régime, l'importance de la consommation anodique est seule visée ; entre certaines limites, cette consommation est proportionnelle au carré de la tension d'anode. Une partie seulement de l'alternance du signal d'attaque, partie la moins négative, contribue à donner naissance au courant plaque.

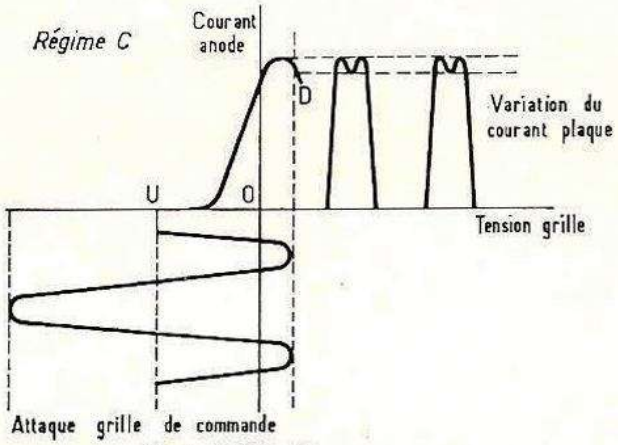


FIG. XIV-18

La polarisation de base -U d'un tel amplificateur a une valeur au moins égale au double de la polarisation qui annule le courant plaque en l'absence de tension d'attaque grille (autrement dit, au moins le double de la polarisation nécessaire pour la classe B). La grille de commande peut devenir très positive, et le point figuratif atteint alors les parties coudées de la caractéristique.

D'une manière générale, un amplificateur classe C attaque un circuit antirésonant dont l'inertie (effet de volant) est mise à contribution pour rétablir la symétrie de l'oscillation amplifiée.

A l'émission, l'amplificateur classe C est toujours utilisé à *l'étage HF modulé*, car il offre une résistance de charge pure au modulateur. Le creux au sommet des alternances du courant anodique (fig. XIV-18) est dû à la chute de la caractéristique I_pV_g du tube, chute provoquée par l'absorption par la grille, aux instants de son potentiel le plus positif, d'un certain nombre d'électrons qui ne peuvent plus atteindre l'anode. Mais on peut limiter l'amplitude de l'attaque de grille afin de ne pas atteindre cette région (ou augmenter la polarisation).

4° *Classes intermédiaires*

Afin de préciser que le courant grille n'apparaît à aucun moment (c'est-à-dire que la grille de commande ne devient jamais positive), on ajoute à la classe B le suffixe 1.

Remarque : Actuellement, la classe A est toujours sans courant grille ; mais on a employé jadis des tubes travaillant avec un courant grille, c'est-à-dire en classe A2 (genres 2B6, 6B5, etc.). Le suffixe 2 indique donc l'apparition du courant grille.

Notons, d'autre part, les *classes AB* (AB1 et AB2), appelées quelquefois aussi A'1 et A'2, dans lesquelles le courant plaque s'établit environ pendant les trois quarts de la période. La valeur de la polarisation de base est un peu plus forte en valeur absolue que la polarisation en classe A. En résumé : classes intermédiaires entre le régime A et le régime B.

De même, la *classe BC* est intermédiaire entre les régimes B et C. Les résultats respectent aussi cette moyenne. Le courant d'anode apparaît pendant moins d'une alternance du signal d'attaque, mais cependant durant une partie plus importante qu'en classe C. Ces derniers amplificateurs, comme ceux de la classe C, ne sont utilisés que dans les montages émetteurs.

§ 5. — Les liaisons inter-étages en BF

1° *Liaison par résistance et condensateur*

C'est le système de liaison interétage que nous avons utilisé jusqu'à présent dans les montages représentés sur nos figures (notamment, figure XIV-14).

Une absence de fidélité dans la reproduction peut provenir des systèmes de liaison et surtout des valeurs des éléments employés. Il faut, en effet, toujours chercher à reproduire toutes les fréquences audibles et leurs harmoniques transmises par l'émetteur, et cela avec l'amplitude prévue à l'origine ; sinon, le récepteur ne sera pas fidèle parce que ne reproduisant pas exactement la modulation de l'émetteur. Les mêmes observations restent valables dans le cas d'un amplificateur BF destiné uniquement à la reproduction des disques. C'est la raison pour laquelle nous tenons à examiner les liaisons entre les étages BF et les distorsions éventuelles pouvant en résulter.

Si nous relevons graphiquement la courbe amplitude/fréquence d'un amplificateur BF quelconque, nous pouvons, par exemple, obtenir celle représentée sur la figure XIV-19. Nous remarquons notamment qu'en dessous de 300 c/s, l'affaiblissement est rapide et important ; par ailleurs, un autre affaiblissement existe dès 4 000 c/s et au-dessus. Ceci n'est qu'un exemple, répétons-le, car on fait toujours en sorte que l'affaiblissement aux extrémités du registre sonore soit aussi petit que possible, et que ces affaiblissements, s'ils existent, soient reportés le plus loin possible aux extrémités (par exemple : 60 c/s et 14 000 c/s).

Voyons de nouveau une liaison par résistance et condensateur représentée sur la figure XIV-20. En vue de la reproduction des fréquences basses avec aussi peu d'affaiblissement que possible, il faut toujours choisir une capacité pour le condensateur de couplage C de façon que son impédance à la fréquence la plus basse à transmettre soit petite par rapport à la résistance de grille R_g.

En principe, pour R_g, on est limité à 500 kΩ (parfois 1 MΩ maximum) ; pour C, on monte généralement un condensateur de 0,05 µF (quelquefois 0,1 µF maximum).

L'atténuation aux fréquences élevées est due à l'effet des capacités parasites shunts C_1 et C_2 représentées en pointillés sur notre figure, dont l'impédance diminue au fur et à mesure que la fréquence augmente.

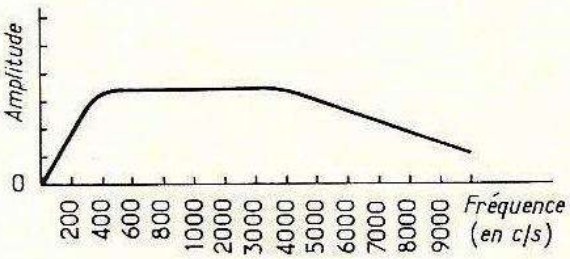


FIG. XIV-19

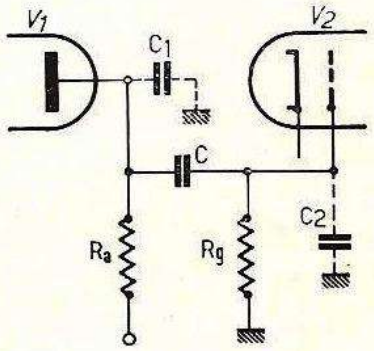


FIG. XIV-20

C_1 est constituée par la capacité de sortie interne du tube V_1 (entre anode et cathode) plus la capacité du câblage par rapport au châssis.

C_2 est constituée par la capacité d'entrée interne du tube V_2 (entre grille et cathode) plus la capacité du câblage par rapport au châssis.

Nous ne pouvons rien faire contre les capacités d'entrée et de sortie des tubes ; les constructeurs s'efforcent d'ailleurs de les faire aussi petites que possible... et elles le sont dans les tubes récents. Nous ne pouvons qu'agir sur les capacités de câblage en le réalisant soigneusement et bien aéré.

Précisons cependant que dans les appareils de grande classe ou dans les amplificateurs à haute fidélité, les atténuations aux extrémités du registre sonore sont *compensées* par des circuits appropriés. Il est même possible d'obtenir une courbe caractéristique amplitude/fréquence *relevant* aux deux extrémités.

2° *Liaison par transformateur*

La résistance d'anode R_a est remplacée par le primaire d'un transformateur, et la résistance de grille R_g par le secondaire de ce transformateur. On obtient alors le montage représenté sur la figure XIV-21.

Généralement, on utilise un transformateur de rapport élévateur, ce qui permet d'accroître encore l'amplification puisque la tension appliquée à la grille du tube suivant est plus grande. Il faut évidemment que la réactance du primaire soit grande par rapport à la résistance interne du tube amplificateur V_1.

La réactance des enroulements primaire et secondaire doit être grande si nous voulons que les fréquences les plus basses du registre sonore soient transmises sans trop d'affaiblissement. Il nous faut donc

beaucoup de spires. Or, plus les enroulements seront importants, plus les capacités parasites shunts seront grandes et plus l'affaiblissement aux fréquences élevées sera grand à son tour. Quel problème ! En fait, la réalisation d'un transformateur de liaison *de qualité* (réactance suffisante et cependant faible capacité répartie) est extrêmement délicate : d'où prix de revient élevé.

En conséquence, les transformateurs de liaison ne sont pas utilisés sur les récepteurs normaux ou les amplificateurs BF simples. On utilise seulement les transformateurs de liaison (de grande qualité) pour le déphasage des tensions BF nécessaires à l'attaque d'un étage final symétrique (push-pull) ; le secondaire comporte alors un point milieu. Nous en reparlerons plus loin (§ 7).

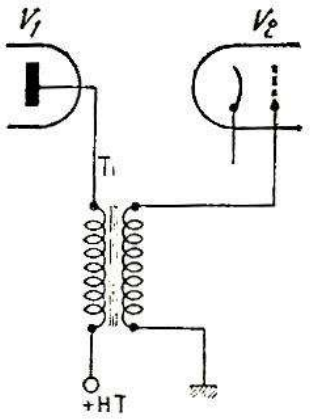


FIG. XIV-21

Il nous faut noter en passant que les mêmes difficultés de réalisation (nombre de tours important mais faible capacité répartie) se retrouvent aussi pour les transformateurs de sortie. C'est ce qui explique la montée en flèche des prix lorsque l'on fait appel à des transformateurs de liaison et de sortie de grande qualité pour la construction des amplificateurs BF à haute fidélité.

§ 6. — Le tube pentode en BF

Nous nous souvenons de ce qu'est un tube pentode ; nous l'avons étudié au chapitre X, § 1. Rappelons-le rapidement. La pentode comporte une cathode et une anode ; entre ces deux électrodes, nous avons trois grilles disposées concentriquement et portant les noms suivants (en allant de la cathode à l'anode) :

a) la grille de commande (G_1) ;

b) la grille-écran (G_2) ;

c) la grille d'arrêt ou suppressor (G_3).

La grille de commande tient le même rôle que dans le tube triode ; son potentiel détermine le flux électronique. La tension négative de base de cette électrode (ou polarisation) fixe le point de fonctionnement

du tube sur la caractéristique I_a/V_{g1}. En outre, la grille de commande reçoit les tensions ou les signaux alternatifs à amplifier.

La grille-écran est portée à une tension continue positive, mais ne doit être le siège d'aucune tension alternative. Pour cela, on place entre la grille-écran et la masse, un condensateur de capacité suffisamment grande pour que sa réactance soit faible même aux fréquences les plus basses à amplifier.

La grille d'arrêt est généralement reliée à la cathode (ou à la masse) ; son rôle est de neutraliser l'influence de l'émission électronique *secondaire* de la plaque. Expliquons-nous : les électrons issus de la cathode, commandés par la grille 1, sont attirés par le potentiel positif de l'écran. L'accélération est telle qu'une partie seulement des électrons s'arrête sur la grille-écran. La plus grande partie des électrons traverse les mailles de la grille-écran et celles de la grille d'arrêt pour atteindre brutalement l'anode. Ces bombardements brutaux de l'anode font que cette dernière libère de nouveaux électrons, dits électrons secondaires.

Ces électrons secondaires sont à leur tour attirés par le potentiel positif de l'écran, mais dans leur marche ils gêneraient, ils freineraient, le courant normal des électrons primaires issus de la cathode. Aussi bien, a-t-on prévu la grille d'arrêt, laquelle étant connectée à la masse ou à la cathode, est négative par rapport à l'anode et refoule les électrons secondaires qui retournent sur l'anode.

Nous avons vu le rôle d'accélérateur d'électrons primaires assuré par la grille-écran. C'est de la tension positive de cette électrode que dépend le flux électronique atteignant l'anode (pour une tension de polarisation donnée de la grille de commande). Contrairement à ce qui se passait avec la triode, lorsque la tension d'anode de la pentode atteint une certaine valeur, cette tension ne modifie presque pas le flux électronique, c'est-à-dire finalement l'intensité anodique. Ce qui revient à dire encore que la résistance interne d'une pentode est toujours beaucoup plus grande que celle d'une triode.

L'amplification G d'une pentode peut se calculer en appliquant la simple formule suivante :

$$G = S \times R_a$$

dans laquelle S est la pente exprimée en ampère/volt, et R_a, la résistance d'anode en ohms.

Soit un tube pentode ayant une pente de 3 mA/V et chargé par une résistance anodique de 100 kΩ, nous avons : $G = 0{,}003 \times 100\,000 = 300$.

En conséquence, une pentode fournira toujours une amplification beaucoup plus grande qu'une triode.

Sur la figure XIV-22, nous représentons le schéma d'un étage amplificateur de tension BF à pentode. Nous avons le condensateur de liaison C_1 pour l'attaque de grille avec la résistance de grille de commande R_1. Les éléments R_2-C_2 assurent la polarisation. La grille-écran reçoit une tension positive convenable par l'intermédiaire de R_3 ; elle est découplée à la masse au point de vue tension alternative par le condensateur C_3. La grille d'arrêt est connectée à la cathode. Enfin, nous avons la résistance

de charge de plaque R_4 et le condensateur C_4 pour la liaison à l'étage suivant.

A titre d'exemple, nous donnons la valeur des éléments pour un tube EF86 :

$R_1 = 470$ kΩ ; $R_2 = 2\,200$ Ω ; $R_3 = 820$ kΩ ; $R_4 = 220$ kΩ ; $C_1 = 0.05$ µF; $C_2 = 50$ µF ; $C_3 = 0,5$ µF ; $C_4 = 0,05$ µF.

Il existe aussi, cela va sans dire, des tubes pentodes prévus pour l'emploi en amplificateur BF final de puissance. La figure XIV-23 montre le schéma d'un tel étage. Du fait de la grande amplification obtenue, il est même possible d'attaquer cet étage final directement par les signaux issus de la détection : une faible tension alternative d'entrée produit une puissance suffisante pour actionner un haut-parleur. Cependant, dans la plupart des récepteurs de radio, on préfère néanmoins prévoir un étage amplificateur de tension équipé d'une triode. La section BF comporte alors l'étage de la figure XIV-8 suivi de l'étage final de la figure XIV-23.

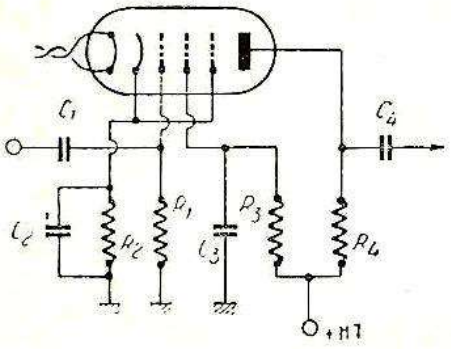


FIG. XIV-22

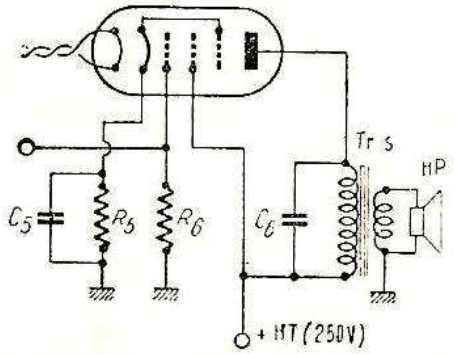


FIG. XIV-23

Lorsque l'on désire une amplification globale très importante, on prévoit un amplificateur de tension à pentode. La section BF du récepteur de radio comporte, dans ce cas, l'étage de la figure XIV-22 suivi de l'étage final de la figure XIV-23. Sur cette dernière figure, nous avons les éléments R_5 et C_5 assurant la polarisation du tube pentode de puissance, et R_6, la résistance de fuite de grille de commande. L'écran est relié directement à la ligne + HT, et la grille d'arrêt est connectée à la cathode à l'intérieur de l'ampoule. Le circuit anodique est chargé par le transformateur Tr. S adaptant l'impédance de charge requise à celle de la bobine mobile du haut-parleur HP. Le condensateur C_6 en parallèle sur le primaire du transformateur, a pour but d'égaliser la charge offerte au circuit anodique pour les diverses fréquences du registre sonore ; en effet, aux fréquences élevées, l'impédance du primaire du transformateur augmente alors que celle de C_6 diminue ; aux fréquences basses, phénomène inverse ; d'où compensation.

A titre d'exemple, nous donnons la valeur des éléments de la figure XIV-23 pour un tube EL84 :

$R_5 = 200\ \Omega$; $R_6 = 470\ k\Omega$; $C_5 = 50$ à $100\ \mu F$; $C_6 = 5\,000\ pF$; Tr. S : $Z_p = 7\,000\ k\Omega$; $Z_s = 2{,}5\ \Omega$; HP bobine mobile : 2,5 Ω.

Nous savons que pour calculer la résistance de polarisation cathodique, il suffit d'appliquer la formule : $R = \frac{V}{I_k}$ dans laquelle V est la tension de polarisation à obtenir, et I_k, l'intensité circulant dans le circuit de cathode.

Dans une triode, l'intensité cathodique est égale à l'intensité anodique :

$$I_k = I_a$$

Dans une pentode, par contre, l'intensité cathodique est égale à l'intensité anodique augmentée de l'intensité d'écran :

$$I_k = I_a + I_{g2}$$

Il ne faudra donc pas oublier, pour le calcul de la résistance cathodique de polarisation, d'ajouter l'intensité d'écran à celle de plaque.

Dans l'exemple de la figure XIV-23, et pour un tube EL84 avec HT = 250 V, nous avons : Polarisation = — 8,4 V ; $I_a = 35$ mA ; $I_{g2} = 7$mA.

Ce qui donne :

$$R_5 = \frac{8{,}4}{0{,}035 + 0{,}007} = 200\ \Omega$$

A la place du tube *pentode* de puissance, on emploie aussi très souvent un tube *tétrode* à faisceaux dirigés (genre 6AQ5, 6V6, 6L6, etc.). *Tétrode,* parce que ce tube n'a que deux grilles, la grille de commande et la grille-écran ; la grille d'arrêt disparaît. L'anode est placée assez éloignée de l'écran ; de plus, après accélération et passage à travers la grille-écran, les électrons sont concentrés et dirigés au moyen de plaques déflectrices reliées électriquement à la cathode. Cette concentration d'électrons forme une charge d'espace négative (revoir chapitre X, § 1) laquelle, du fait de son siège entre écran et anode, tiendra le même rôle que la grille d'arrêt dans la pentode.

Un tube de puissance, tétrode à faisceaux dirigés, se représente schématiquement comme le montre la figure XIV-24.

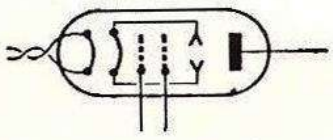


FIG. XIV-24

Son montage pratique est conforme à celui de la pentode, donc à celui de la figure XIV-23.

§ 7. — L'amplification BF en push-pull

Si l'on désire une puissance de sortie importante, plusieurs solutions sont permises :

a) emploi d'un tube beaucoup plus puissant à l'étage final ;

b) emploi de deux ou trois tubes montés en parallèle : grilles reliées ensemble, écrans reliés ensemble, anodes reliées ensemble, etc.

c) emploi de deux tubes montés en push-pull.

En général, c'est cette dernière solution que l'on adopte parce que présentant de nombreux avantages. Le schéma de principe d'un étage final BF à deux tubes en push-pull est représenté sur la figure XIV-25.

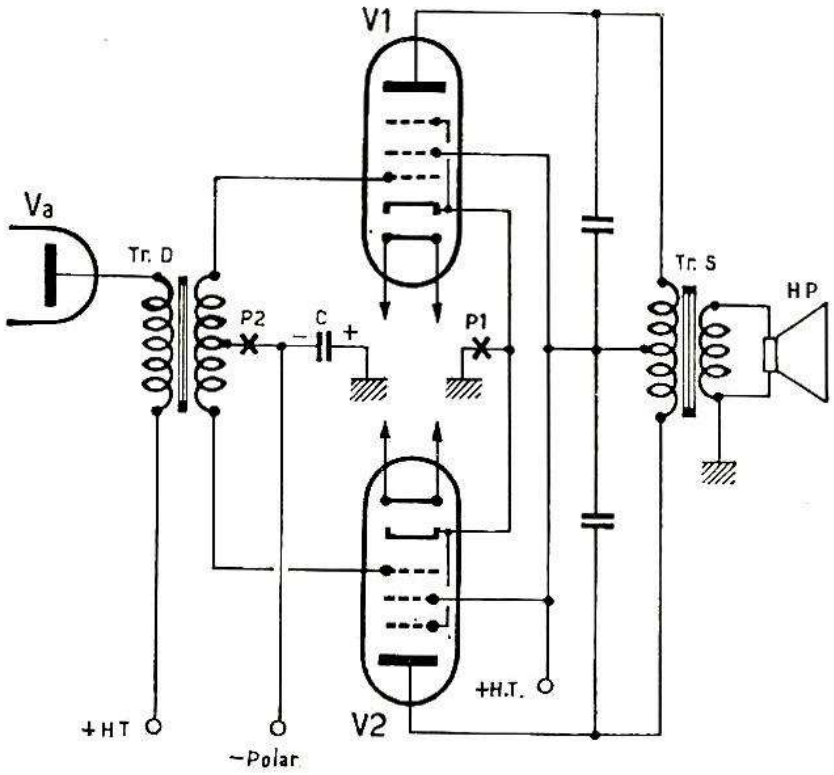


FIG. XIV-25

Les signaux BF à amplifier sont appliqués aux grilles de commande des tubes V_1 et V_2 de l'étage push-pull, par l'intermédiaire d'un transformateur Tr. D. dont le secondaire comporte une prise médiane. Le primaire est monté dans le circuit de plaque du tube amplificateur de tension V_a. La prise médiane du secondaire est à la masse au point de vue tension alternative des signaux BF par l'intermédiaire du condensateur électrochimique C de forte capacité. Les cathodes de V_1 et V_2 étant à la masse, une tension négative de polarisation est appliquée aux grilles de commande précisément par le point milieu du secondaire de Tr. D.

Si nous examinons la tension alternative BF appliquée aux grilles de commande de V_1 et V_2, nous voyons, *qu'à un instant donné,* cette tension est positive sur une grille alors qu'elle est négative sur l'autre (par rapport à la masse) ; au demi-cycle suivant, les polarités seront inversées. On dit que les tensions d'attaque de grille sont en opposition de phase et *Tr. D* porte le nom de transformateur déphaseur.

Dans le circuit anodique de l'étage final, nous avons le transformateur de sortie Tr. S. dont le primaire est également à prise médiane, prise reliée à la ligne + HT d'alimentation des plaques.

Les écrans sont connectés ensemble et reliés aussi à la ligne + HT. Selon le type de tube utilisé, il est possible que les écrans n'admettent pas une tension identique à celle appliquée aux anodes ; dans ce cas, ils sont évidemment connectés à une alimentation + HT de tension convenablement réduite.

Les courants alternatifs BF amplifiés apparaissant dans les deux demi-enroulements primaires de Tr.S induisent des courants alternatifs dans l'enroulement secondaire, dirigés dans le même sens.

Tout ceci est illustré par la représentation graphique du fonctionnement du montage push-pull d'après les caractéristiques I_a/V_g de chaque tube ; voir figure XIV-26.

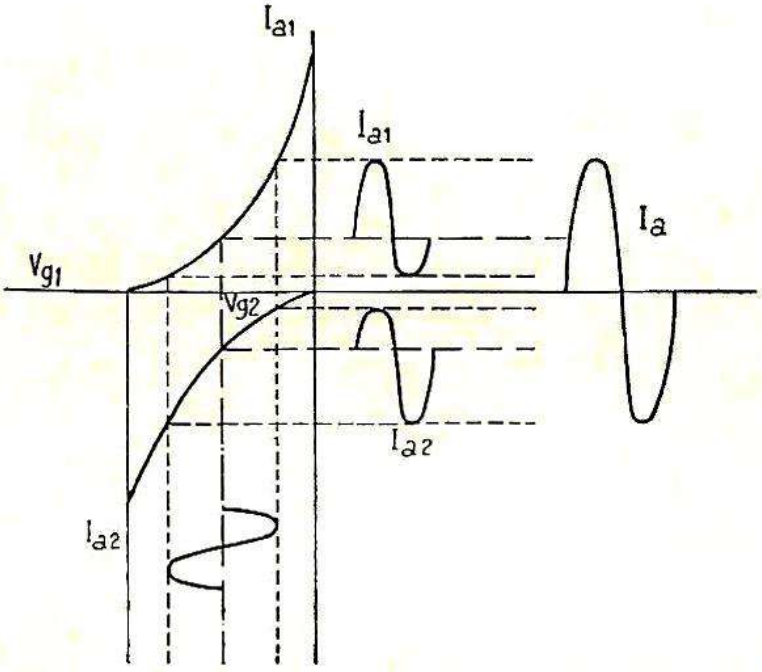


FIG. XIV-26

Nous notons la déformation de la sinusoïde représentant le courant BF dans chaque tube (I_{a1} et I_{a2}), déformation due à la courbure des pieds des caractéristiques. Cette déformation est inévitable lorsqu'on emploie un seul tube si la tension de polarisation est mal choisie et si l'amplitude de la tension d'attaque de grille est trop importante. Avec

un montage push-pull, les alternances de I_{a1} et de I_{a2} s'ajoutent : l'amplitude du courant résultant I_a est plus importante et la déformation a disparu.

Si l'on poussait plus loin cette étude, nous verrions que les distorsions par harmonique 2 produites par l'étage final, *s'annulent* avec le montage push-pull. Subsistent les distorsions par harmonique 3 ; certains types de pentodes sont meilleurs que d'autres à ce point de vue. Mais en employant des tétrodes à faisceaux dirigés, la distorsion par harmonique 3 devient extrêmement faible. C'est la raison pour laquelle les amplificateurs à haute fidélité se terminent toujours par un *étage push-pull* équipé de tubes *tétrodes* à faisceaux dirigés genre 6V6, KT66 ou 6L6.

Les divers montages push-pull sont différenciés par leurs classes (A, AB1, AB2 et B) qui correspondent aux classes d'amplification ; ceci ayant été vu au paragraphe 4, nous n'y reviendrons pas.

Rappelons simplement que les classes d'amplification sont déterminées par l'emplacement du point de fonctionnement (polarisation) et par la grandeur de l'amplitude de la tension d'attaque de grille.

En classe A, le point de fonctionnement étant situé au milieu de la *partie rectiligne* de la caractéristique et la tension d'attaque de grille étant petite, nous pouvons, soit avoir un étage à lampe simple, soit avoir un étage push-pull ; en effet, en aucun cas, nous atteignons la partie coudée de la caractéristique.

Mais dès que nous atteignons cette partie coudée (fig. XIV-26), et c'est le cas des classes AB1, AB2 et B, il est obligatoire de faire appel au montage push-pull pour le rétablissement fidèle de la forme de la tension d'attaque par combinaison du courant anodique des deux lampes.

Mieux même, en classe B, on se souvient que le courant anodique n'est déclenché que pour l'alternance positive de la tension d'attaque. On conçoit donc encore mieux ici qu'il faille nécessairement faire appel au montage push-pull pour la reconstitution de la sinusoïde complète.

⁂

Nous avons vu que dans le montage push-pull, il était nécessaire que les tensions d'attaque des grilles soient en opposition de phase, c'est-à-dire déphasées de 180° l'une par rapport à l'autre. Nous savons que ce déphasage peut être obtenu par un transformateur à secondaire à prise médiane : transformateur Tr. D de la figure XIV-25.

Cependant, il existe de nombreux autres montages déphaseurs utilisant un tube électronique ; nous avons bien dit « nombreux » et nous ne les étudierons pas tous, mais seulement un (probablement le plus répandu). Nous montrons ce montage déphaseur sur la figure XIV-27 en A. Nous utilisons un tube ECC82/12AU7 qui est un tube double triode, c'est-à-dire comportant deux éléments triodes absolument indépendants dans la même ampoule. L'élément 1 fonctionne en amplificateur de tension. Les signaux BF amplifiés du circuit anodique sont appliqués à la grille de l'élément 2 ; c'est ce dernier élément triode qui fonctionne

en déphaseur. En effet, cette triode comporte une charge égale dans sa plaque et dans sa cathode : 15 kΩ et 14 kΩ + 1 kΩ, la résistance de 1 kΩ étant nécessaire à la polarisation de cet élément (retour de la résistance de 680 kΩ de fuite de grille à la base de la résistance de 1 kΩ de polarisation). Les signaux BF sont donc partagés en amplitudes absolument égales sur l'anode et sur la cathode ; mais, comme nous allons le voir, ces amplitudes sont en opposition de phase (elles sont déphasées). En effet, regardons la figure XIV-27 en B, où nous avons redessiné la triode déphaseuse 2 seule. Les signaux BF à déphaser sont appliqués à l'entrée E de ce montage. Considérons une alternance *positive* du signal BF appliqué à la grille, alternance représentée en trait plein. Ceci se traduit par une augmentation de l'intensité anodique instantanée ; d'où chute de tension anodique et alternance *négative* appliquée à la grille du tube V_1 du push-pull. En même temps, l'augmentation de l'intensité anodique, donc également de l'intensité cathodique, provoque une augmentation de tension instantanée de la cathode par rapport à la masse ; d'où alternance *positive* appliquée à la grille du tube V_2 du push-pull. Ce montage porte le nom de déphar-seur cathodyne.

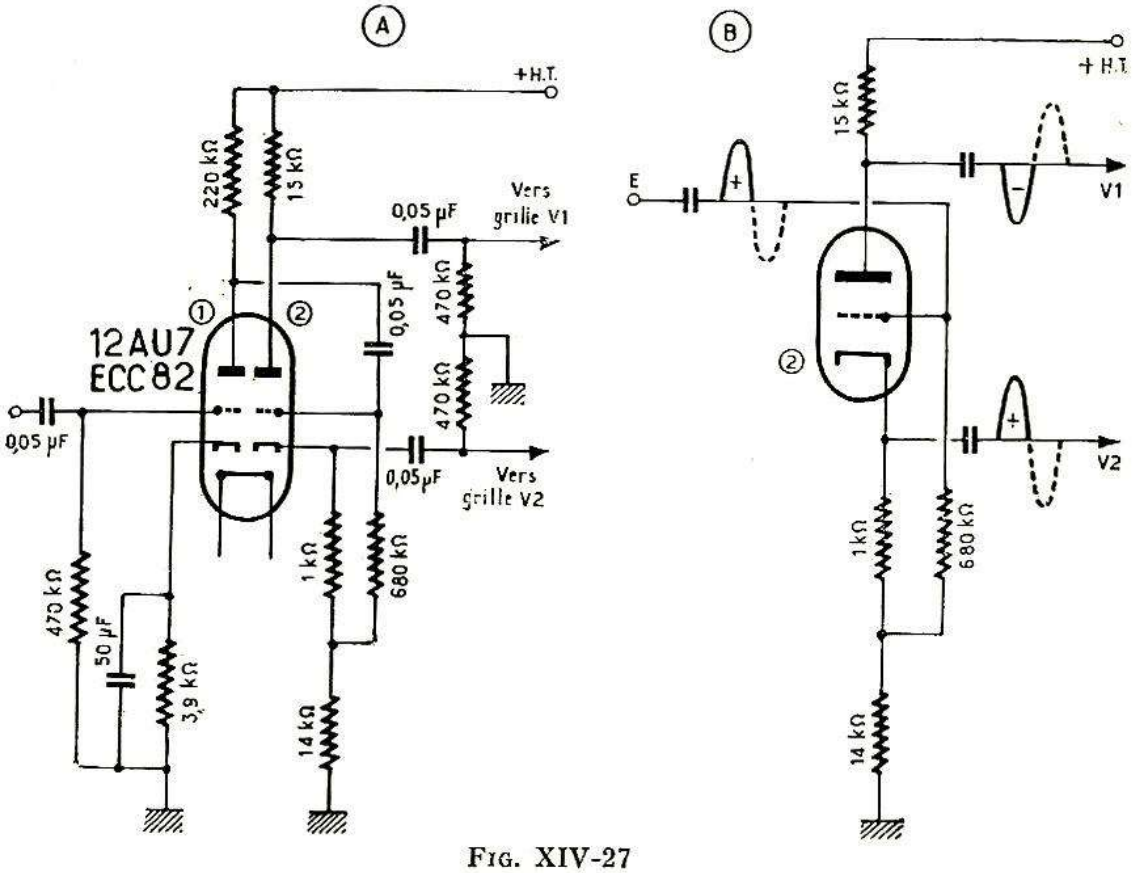


FIG. XIV-27

Mais revenons encore une fois aux différentes classes d'amplification. Avec les classes A et AB1, nous nous souvenons qu'il n'y a jamais déclen-chement du courant de grille de commande de l'étage push-pull. En conséquence, nous pouvons soit utiliser le montage déphaseur à lampe

(celui de la figure XIV-27, par exemple), soit utiliser le déphasage par transformateur (transformateur dit « sans courant grille », c'est-à-dire comportant un secondaire avec un très grand nombre de tours de fil fin). Au point de vue *polarisation* de l'étage final, nous pouvons, soit utiliser la polarisation par le retour des grilles (fig. XIV-25), soit réaliser la polarisation par une résistance intercalée entre les cathodes et la masse : point P_1 sur cette même figure ; dans ce dernier cas, le point milieu P_2 du secondaire du transformateur Tr. D est évidemment relié directement à la masse.

Par contre, dans les classes AB2 et B, nous nous souvenons qu'il y a déclenchement du courant de grille de l'étage final. En conséquence, les montages déphaseurs à lampe ne conviennent plus du fait des résistances de forte valeur nécessaires dans les retours de grilles. Un déphasage par transformateur devient obligatoire, mais encore faut-il utiliser un transformateur dit « avec courant grille », c'est-à-dire comportant un secondaire avec un nombre de tours relativement petit et en fil d'assez forte section (soit un secondaire aussi peu résistant que possible).

Comme il y a courant grille, il y a donc consommation d'une certaine puissance. L'attaque d'un étage push-pull AB2 ou B n'est donc plus uniquement une question de tension BF, mais aussi de puissance. De ce fait, l'étage amplificateur précédant l'étage push-pull doit être capable de fournir la puissance d'attaque requise ; cet étage est donc équipé d'un tube de puissance, et porte le nom d'étage driver. Le transformateur de déphasage utilisé dans ce cas prend aussi le nom de transformateur-driver.

Au point de vue polarisation de l'étage final classe AB2 ou B, les montages précédemment vus ne conviennent plus (toujours par suite du courant grille). Il faut nécessairement faire appel à une source de tension de polarisation auxiliaire : redresseur séparé suivi d'un filtre ; « plus » à la masse et « moins » pour la polarisation.

Bien entendu, les amplificateurs classes AB2 et B permettent d'obtenir des puissances considérables avec un rendement exceptionnel des tubes de l'étage final ; mais il va sans dire que de tels montages amplificateurs BF ne sont pas utilisés sur les récepteurs de radio.

Dispositifs correcteurs en BF

Il arrive fréquemment en basse fréquence que l'on soit obligé d'affaiblir ou de renforcer telle ou telle partie du registre audible pour améliorer la fidélité de reproduction. C'est le rôle des circuits-correcteurs BF. Il existe des quantités de montages ; nous nous limiterons, dans ce cours, à examiner les plus simples.

Affaiblisseurs d'aiguës

(fréquemment appelé commande de timbre)

Le montage est représenté sur la figure XIV-28 et comporte un potentiomètre de 100 kΩ monté en résistance variable et un condensateur

de 0,1 µF. Cet ensemble étant monté en parallèle sur l'anode du tube final, il est bien évident que plus la résistance du potentiomètre sera faible et moins la reproduction sera riche en aiguës (facilité de passage des aiguës par le condensateur).

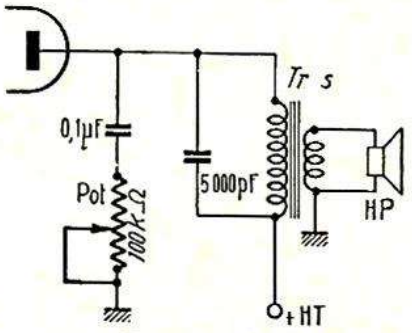


FIG. XIV-28

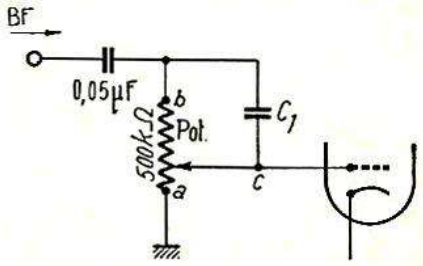


FIG. XIV-29

Renforçateur d'aiguës

Précisons tout de suite que ce dispositif est surtout efficace pour un faible volume sonore. En effet, dans ce cas, le potentiomètre réglant la puissance BF est en début de course et les signaux devant franchir la résistance de *c* à *b* du potentiomètre (fig. XIV-29) voient leurs aiguës très affaiblies. L'équilibre est rétabli en montant un petit condensateur C_1 de 47 pF environ en parallèle favorisant le passage de ces aiguës. L'effet de cette capacité diminue au fur et à mesure que l'on augmente la puissance, c'est-à-dire que *c* se rapproche de *b*.

Affaiblisseur de graves

Il suffit d'intercaler un condensateur de faible capacité (470 pF dans une liaison basse fréquence). C'est ce qui est montré sur la figure XIV-30. Mais l'effet peut être supprimé en fermant l'interrupteur permettant alors la liaison par un condensateur plus important.

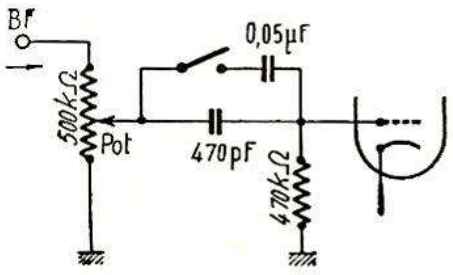


FIG. XIV-30

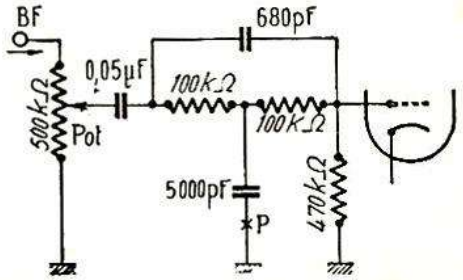


FIG. XIV-31

Affaiblisseur de médium

Ce dispositif creuse le registre médium ; ce qui se traduit à l'oreille, pour une même puissance d'audition, par une meilleure reproduction des graves et des aiguës. Les extrémités du registre sonore étant mieux

rendues, une impression de meilleure musicalité est ainsi obtenue. Le montage composé d'une filtre en T shunté par un condensateur de 680 pF, est représenté sur la figure XIV-31. L'atténuation du registre médium peut, en outre, être rendue ajustable en intercalant au point P, un potentiomètre de 50 kΩ monté en résistance variable.

Réglages séparés des graves et des aiguës

Ce montage est représenté sur la figure XIV-32 et repose sur les réactances variables aux diverses fréquences du registre audible des condensateurs et des résistances. Le potentiomètre Pot. 1 règle le niveau des aiguës ; le potentiomètre Pot. 2 règle celui des graves ; enfin, le potentiomètre Pot. 3 permet l'ajustage du niveau général (volume sonore global respectant le dosage « aiguës-graves » préalablement déterminé).

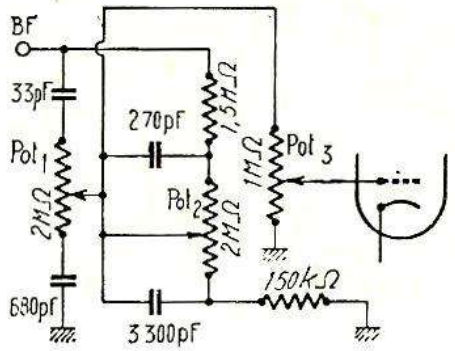


FIG. XIV-32

Il existe de nombreux autres dispositifs de correction BF ; nous les passons volontairement sous silence ici, car tous reposent sur les mêmes principes. Les dispositifs vus précédemment ont été représentés séparément, par raison de clarté ; mais toutes les combinaisons sont possibles et il est fréquent de rencontrer de telles combinaisons dans les étages BF des récepteurs de radio.

La contre-réaction en basse fréquence

L'impédance d'un haut-parleur est loin d'être constante pour toutes les fréquences acoustiques ; de ce fait, la charge de plaque du tube final varie en fonctionnement (ou des tubes, s'il s'agit d'un étage push-pull). Si le tube final utilisé est une pentode ou une tétrode (c'est-à-dire un tube à grande résistance interne), cette variation de charge peut entraîner une distorsion considérable. Le remède à cet état de choses est la *contre-réaction.*

Le principe consiste à prélever une fraction de la tension amplifiée et de la réinjecter à l'entrée de l'étage final... ou à l'entrée de l'étage précédent, et ce, en opposition de phase. C'est la contre-réaction et c'est la plus couramment employée sur les récepteurs de radio.

Nous donnons un exemple de montage de contre-réaction de tension agissant sur deux étages BF sur la figure XIV-33. Une fraction de la

tension BF est prélevée sur le secondaire du transformateur de sortie par le diviseur de tension formé par R_1 et R_2. Cette tension est réinjectée dans la cathode du tube amplificateur de tension V_1 en opposition de phase. Si la réinjection est en phase, il y a réaction, accrochage, se traduisant par un violent sifflement dans le haut-parleur ; il suffit alors d'inverser les connexions de masse et de contre-réaction sur la secondaire du transformateur de sortie Tr. S.

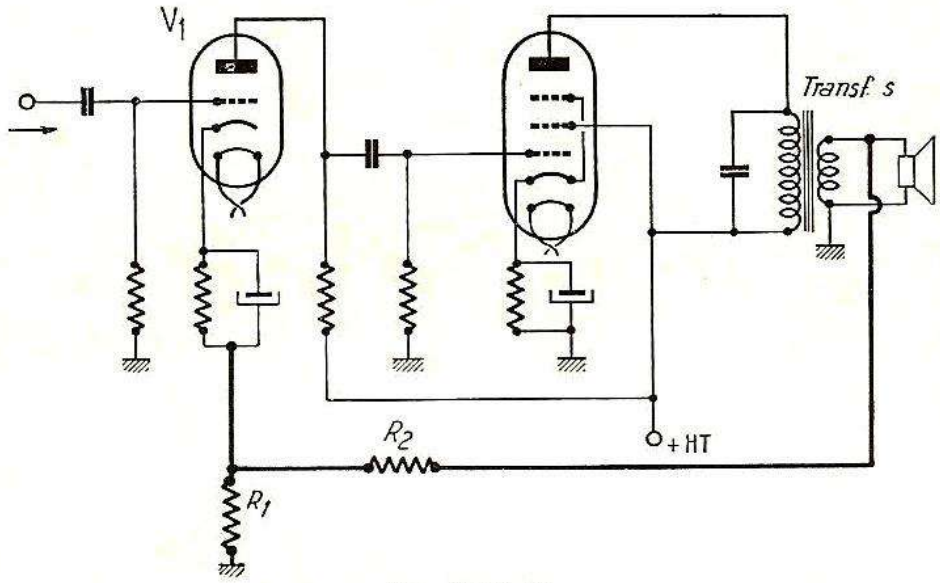


FIG. XIV-33

Si l'on fait $R_1 = 20\ \Omega$ et $R_2 = 220\ \Omega$, on détermine un taux de contre-réaction de 10 %. Cela suffit généralement pour atteindre le but que nous nous étions fixés, mais cela se traduit par une diminution correspondante du volume sonore final. Il convient donc de tenir compte de cet affaiblissement du gain dans l'établissement des étages BF.

Il existe encore bien d'autres montages de contre-réaction ; mais nous ne les examinerons pas ici. Nous devons citer toutefois les systèmes *sélectifs* de contre-réaction dont le taux varie selon la fréquence reproduite. Ces dispositifs complexes comportent des résistances, des condensateurs, parfois des bobinages à air et à fer, et combinent les effets de la contre-réaction avec ceux des circuits correcteurs.

Les ronflements en BF

Les ronflements et les bourdonnements sont si fréquents dans les amplificateurs qu'il nous faut nécessairement y consacrer quelques lignes.

Un ronflement peut être amené *par induction* du transformateur d'alimentation sur certains conducteurs ou circuits (du premier étage BF notamment), ainsi que sur le transformateur de déphasage, s'il y en a un. Il faut donc tenir compte de tout cela pour la détermination de l'emplacement des divers organes. En outre, les liaisons au poten-

tiomètre de puissance et à la grille du tube du premier étage doivent être exécutés en fil blindé, blindage relié à la masse ; voir fig. XIV-34.

Bien entendu, il faut être certain que le filtrage après redressement, de la haute tension est absolument parfait. Nous avons vu cela précédemment et nous n'y reviendrons pas. Rappelons aussi que l'on prévoit fréquemment une cellule de découplage et de filtrage supplémentaire pour l'alimentation haute tension du premier étage BF ; revoir le début de ce chapitre, ainsi que le schéma de la figure XIV-34.

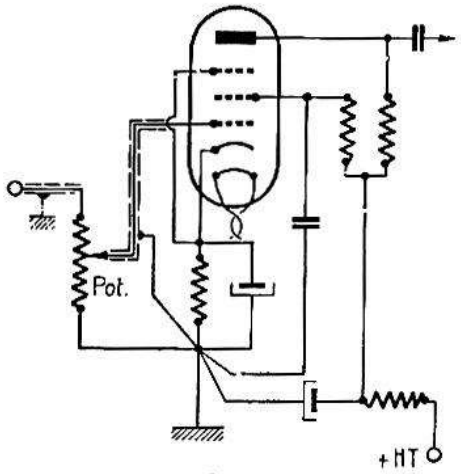


FIG. XIV-34

Il est important aussi que tous les retours à la masse des circuits d'un même étage se fassent en un seul et unique point au châssis, comme cela est représenté sur la figure XIV-34 ; et ceci, pour chaque étage amplificateur. En effet, des courants alternatifs peuvent circuler dans le châssis, et deux points de masse au châssis ne sont pas forcément au même potentiel ; en faisant des retours de masse n'importe où pour un même étage, on risque d'amplifier par ledit étage cette tension alternative indésirable, source de ronflement.

Signalons enfin l'effet microphonique provoqué par des vibrations sur les tubes amplificateurs de tension, notamment vibrations entrainées par le fonctionnement du haut-parleur, d'un tourne-disque éventuel, etc. Il convient alors de choisir soigneusement le type de tube amplificateur de tension risquant d'être soumis à ces vibrations. Par ailleurs, il existe des tubes dont la structure interne est spécialement conçue, tubes dits « antimicrophoniques ». On peut aussi utiliser des supports de lampe élastiques dit antivibratoires (montage sur caoutchouc souple).

§ 8. — L'amplification HF

On donne le nom d'amplificateur HF à tous les étages précédant la détection dans un récepteur de radio. On fait toutefois une différence entre les amplificateurs HF permettant l'amplification des courants de *fréquence réglable* et les amplificateurs MF ou FI (moyenne fréquence ou fréquence intermédiaire) assurant l'amplification des cou-

rants à une fréquence fixe donnée. Mais comme le principe de ces amplificateurs est absolument le même, que la fréquence soit réglable ou fixe, nous les étudierons d'une façon générale au cours de ce paragraphe.

Sur les récepteurs de radio, l'amplification HF est une amplification *de tension ;* le tube amplificateur fonctionne en classe A. D'ores et déjà, nous comprenons que notre exposé des paragraphes 1 et 2 reste valable ici ; tout au moins pour le principe. En effet, il faut noter tout de suite que la mise en évidence des signaux HF à amplifier (circuit de grille) ou des signaux HF amplifiés (circuit de plaque) ne peut plus se faire au moyen d'une simple résistance. Il faut nécessairement faire appel à des circuits accordés sur la fréquence des courants à amplifier ou amplifiés. En outre, ces circuits accordés assurent la sélection de l'émission désirée : tension maximum aux bornes des circuits accordés pour les courants à la fréquence de l'émetteur reçu au détriment des émetteurs voisins de fréquences inférieures ou supérieures (revoir chapitre VIII - § 3).

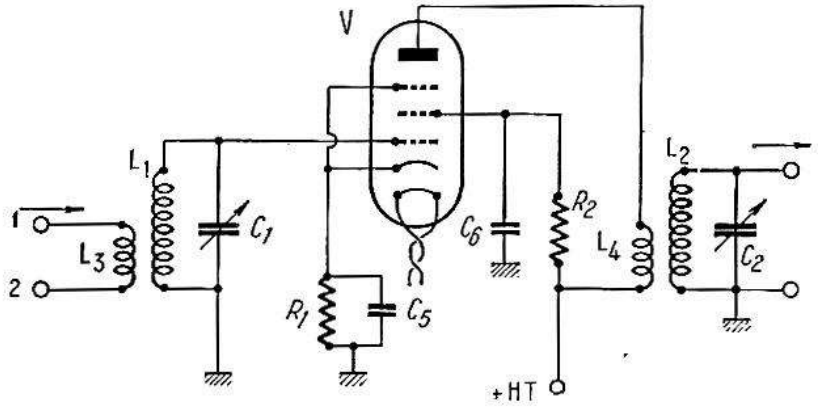


FIG. XIV-35

Les figures XIV-35 et 36 nous montrent deux schémas d'amplificateurs HF très répandus. Sur la première figure, nous avons un circuit accordé de grille L_1 C_1 attaqué par l'enroulement de couplage L_3 ; dans

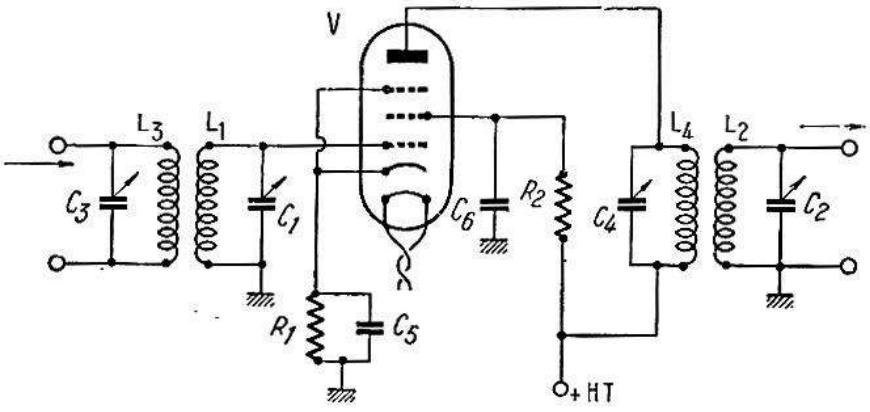


FIG. XIV-36

le circuit anodique du tube pentode V, nous avons l'enroulement de couplage L_4, attaquant le circuit accordé L_2C_2 (monté dans le circuit de grille de l'étage suivant). Les deux circuits s'accordent sur la fréquence désirée au moyen des condensateurs *variables* C_1 et C_2.

Sur la figure XIV-36, les enroulements de couplage proprement dits ont disparu pour faire place aux circuits accordés L_3C_3 et L_4C_4.

Nous sommes donc en présence de quatre circuits accordés, d'où sélectivité plus importante. Ces circuits sont évidemment couplés deux par deux par leurs bobinages (couplage Tesla) et accordés sur la fréquence requise. Nous remarquons que cet accord est obtenu par le réglage des condensateurs *ajustables* C_1, C_2, C_3 et C_4 ; en effet, ce montage amplificateur est surtout réservé à l'amplification MF ou FI où la fréquence des tensions à amplifier est fixe. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir ultérieurement sur ce sujet.

En outre, sur ces deux figures, nous avons :

R_1 = résistance de polarisation avec son condensateur de fuite C_5 ;

R_2 = résistance chutrice pour la tension d'écran avec son condensateur de fuite C_6.

Etant donné que nous amplifions des courants de fréquences élevées, des capacités de l'ordre de 0,05 µF à 0,1 µF pour C_5 et C_6 sont très suffisantes.

Dans les deux montages que nous venons d'examiner, l'amplification obtenue est fonction de la *pente* du tube employé. Sur nos schémas, cette amplification est maximum et *constante ;* cependant nous verrons plus loin qu'elle peut être réduite, ou en tous cas être rendue réglable, soit manuellement, soit automatiquement, en agissant sur la polarisation ; ceci, à condition d'utiliser un tube à pente variable que nous étudierons ultérieurement.

Revenons à la figure XIV-35. Si cet amplificateur est utilisé à l'entrée d'un récepteur, la bobine de couplage L_3 se trouve intercalée dans le circuit antenne-terre. Autrement dit, l'antenne est connectée au point 1, alors que le point 2 est relié à la masse et à la terre.

Par ailleurs, la fréquence d'accord devant être réglable au moyen de C_1 et de C_2, il est intéressant de jumeler la commande de ces deux condensateurs variables (c'est la commande unique). Dans ce cas, il est nécessaire que les circuits d'accords comportent des bobinages ayant des coefficients de self-induction identiques. Or, pratiquement, cette identité est difficile à atteindre. On compense alors les petites différences susceptibles de se produire par le réglage de petits condensateurs d'appoint ajustables appelés « trimmers » et montés en parallèle sur les bobinages.

De suite, nous avons attaqué l'amplification HF avec des montages comportant un tube pentode. Pourquoi ne pas avoir débuté logiquement par un amplificateur à triode ? C'est que, précisément, il y a une difficulté supplémentaire à vaincre. En effet, examinons le montage d'amplificateur triode représenté sur la figure XIV-37. Par simplification, nous avons dessiné le circuit $L_2\,C_2$ directement dans l'anode du tube ;

mais monté dans la grille du tube suivant et attaqué par un enroulement de couplage (comme sur la figure XIV-35), les résultats seraient absolument les mêmes.

Accordons $L_1 C_1$ sur la fréquence à recevoir ; puis, accordons également $L_2 C_2$ sur cette même fréquence. Avant d'atteindre l'exactitude de ce deuxième accord, nous assistons à un déclenchement d'oscillations locales ; on dit que la lampe accroche ; elle fonctionne en oscillatrice (nous étudierons cette fonction au chapitre suivant). Cette auto-oscillation se déclenche d'autant plus facilement que la qualité des circuits accordés est grande et qu'ils sont moins amortis. Et pour qu'il y ait auto-oscillation, il faut qu'il y ait report d'énergie HF de la sortie sur l'entrée, c'est-à-dire de la plaque vers la grille. Par où s'effectue donc ce transfert d'énergie ? Mais tout simplement par la capacité interne anode-grille de la triode, capacité que nous avons matérialisée en pointillés par le condensateur C'.

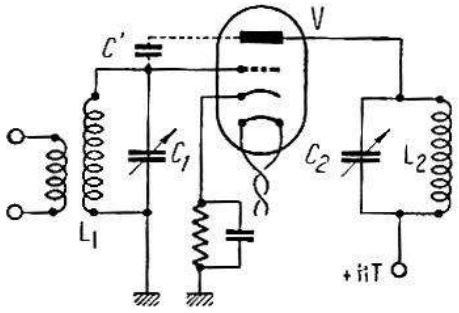


FIG. XIV-37

Notons qu'il pourrait aussi exister un transfert d'énergie de plaque à grille par couplage électromagnétique entre les bobines L_2 et L_1. Celui-ci peut cependant être facilement supprimé au moyen de blindages. Il n'en reste pas moins l'effet néfaste de la capacité interne C', capacité toujours relativement grande dans les tubes triodes. L'effet de cette capacité peut être compensé par le *neutrodynage ;* nous allons y revenir. Mais actuellement, sur les récepteurs de radio normaux, on préfère tout simplement utiliser des tubes pentodes. En effet, la grille écran placée entre l'anode et la grille de commande d'une pentode réduit considérablement la capacité de plaque à grille de commande ; cette capacité est toujours très faible, et en tout cas, insuffisante pour que le transfert d'énergie de plaque à grille provoque l'auto-oscillation du tube. Donc pour les courants HF normaux (disons jusqu'à 30 Mc/s), nous utiliserons des pentodes et nous n'aurons pas à recourir à la complication du neutrodynage.

Mais sur les fréquences élevées supérieures à 30 Mc/s (en VHF), c'est-à-dire sur les fréquences utilisées par la radiodiffusion en modulation de fréquence et par la télévision, le tube pentode n'est pas sans inconvénient : il devient générateur d'un bruit de fond, d'un souffle puissant, pouvant altérer et même couvrir les signaux désirés. Alors

qu'au contraire, les triodes modernes ne produisent presque pas de souffle tout en atteignant des pentes du même ordre que les pentodes. C'est ce qui explique le regain de succès des triodes modernes dans les récepteurs pour VHF, FM ou TV.

Plusieurs montages amplificateurs à triode sont utilisés sur fréquences élevées, citons :

a) le montage push-pull de triodes neutrodynées dont le schéma est donné sur la figure XIV-38 ;

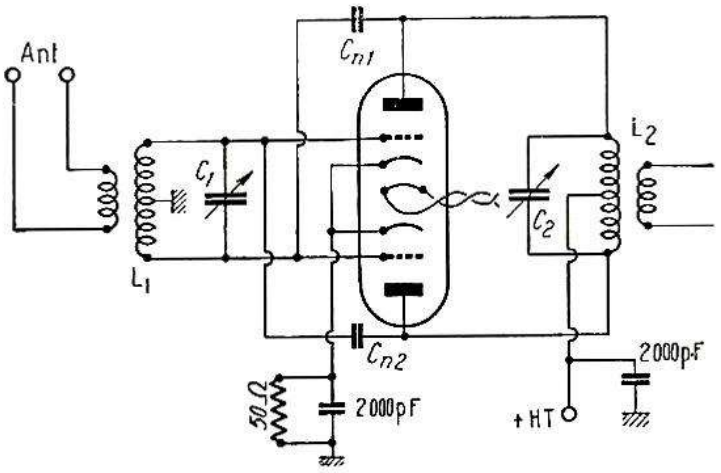


FIG. XIV-38

b) le montage amplificateur « cathode follower » avec attaque sur la grille et sortie par le circuit de cathode ;

c) le montage à cathode d'entrée avec attaque par la cathode et sortie par le circuit de plaque, la grille étant à la masse ;

d) le montage cascode, nécessitant deux triodes, la première étant montée normalement et neutrodynée, la seconde étant attaquée par la cathode. A titre d'exemple, voir le montage du tube double triode ECC 85, amplificateur HF, de la figure XXIV-6.

Nous nous limiterons à l'examen du montage push-pull de triodes neutrodynées représenté sur la figure XIV-38. Nous voyons bien le *montage symétrique* avec les bobines L_1 et L_2 à point milieu caractérisant le push-pull. Le tube utilisé est une double triode type 6J6 (deux éléments triodes dans la même ampoule). Ces triodes sont neutrodynées par les condensateurs C_{n1} et C_{n2} de capacité de l'ordre de 1,5 à 2 pF.

Le système de neutrodynage employé ici consiste à prélever une fraction de tension HF sur une anode de triode et à l'appliquer sur la grille de *l'autre triode*. Cette réinjection volontaire se trouve donc être *en opposition de phase* avec le transfert indésirable de plaque à grille d'une même triode, et annule ce dernier.

Il existe évidemment d'autres procédés de neutrodynage, mais nous ne les examinerons pas ici, puisqu'ils ne nous intéressent pas directement.

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes et problèmes de révision

Problème n° 40 : L'impédance de charge anodique d'un tube final BF est indiquée par le constructeur comme devant être de 5 000 Ω. Nous avons un haut-parleur à bobine mobile 5 Ω. Quel doit être le rapport de transformation du transformateur de sortie adaptateur d'impédances à utiliser ?

Problème n° 41 : Au haut-parleur précédent, nous fournissons une puissance BF constante de 2,5 watts. Quelle est la valeur de l'intensité du courant modulé traversant la bobine mobile ?

Problème n° 42 : Un amplificateur comporte deux étages :

a) l'amplificateur de tension équipé d'un tube dont les caractéristiques sont les suivantes : $k = 50$; $\varrho = 20\,000\ \Omega$; charge d'anode = 50 kΩ.

b) L'amplificateur de puissance équipé d'un tube ayant une pente dynamique de 3 mA/V.

La liaison entre ces deux étages est effectuée par un condensateur de 0,05 µF. La liaison au haut-parleur est assurée par un transformateur de rapport 30. L'entrée de l'amplificateur est attaquée par un signal BF de 3 500 c/s et de 0,1 volt de tension efficace.

On demande :

1° Quel est le gain apporté par le premier étage ?

2° Quelle est la valeur de la tension BF en volts efficaces appliquée à la grille du tube final ?

3° Quelle est la valeur du courant alternatif BF considéré seul parcourant le circuit anodique de l'étage final ?

4° Quelle est la valeur de l'intensité traversant la bobine mobile du haut-parleur ?

Problème n° 43 : Le courant anodique d'un tube pentode est de 9 mA. La grille écran est alimentée à partir du + HT de 250 V par l'intermédiaire d'une résistance de 100 kΩ ; cette grille écran consomme une intensité de 1 mA. Sachant que cette pentode doit être polarisée à 2 volts, on demande de calculer :

1° La valeur de la résistance cathodique de polarisation, ainsi que la puissance de cette résistance ;

2° La tension d'alimentation de la grille écran ;

3° La puissance de la résistance d'écran ;

4° Nous voulons alimenter l'écran avec une tension de 90 V ; quelle est la valeur de la nouvelle résistance d'écran à employer, sachant que pour cette tension l'écran consomme 0,7 mA ?

Problème n° 44 : Pour calculer la puissance modulée disponible à la sortie d'un amplificateur BF, on remplace la bobine mobile du haut-parleur de 5 Ω par une résistance ordinaire de 5 Ω également et pouvant dissiper une puissance de 10 watts. La tension basse fréquence mesurée aux bornes de cette résistance est de 1 volt eff. Quelle est la puissance modulée délivrée par l'amplificateur ?

Problème n° 45 : La figure P 45 représente une liaison résistance-condensateur entre deux étages amplificateurs BF dans laquelle nous avons C = 5 000 pF et R = 0,5 MΩ. On demande de calculer la tension

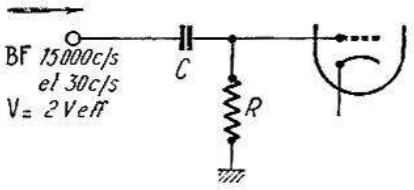


FIG. P-45

appliquée à la grille de l'étage suivant si la tension BF disponible à l'entrée est de 2 volts eff. et ceci pour des signaux de 15 000 c/s, puis pour des signaux de 30 c/s. Expliquer le fonctionnement d'une telle liaison inter-étage et en tirer des conclusions.

CHAPITRE XV

Les fonctions oscillatrice et détectrice

§ 1. — La triode en oscillatrice

Nous avons vu dans le chapitre précédent, au cours du paragraphe 8, qu'une auto-oscillation se produit dans un circuit, dans un étage d'amplification, lorsqu'une certaine quantité d'énergie lui est transmise, report effectué notamment d'arrière en avant, c'est-à-dire de plaque à grille. D'une manière beaucoup plus générale et théorique, nous dirons que tout circuit accordé entre en oscillation dès qu'une certaine quantité d'énergie lui est appliquée. Si on abandonne ensuite ce circuit accordé à lui-même, l'oscillation s'affaiblit progressivement, puis s'arrête ; nous sommes alors en présence d'une oscillation amortie qui, graphiquement, a la forme représentée sur la figure XV-1. Les réduc-

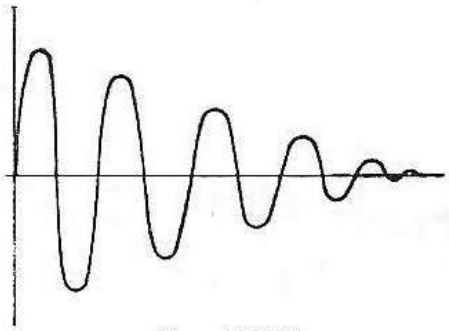


FIG. XV-1

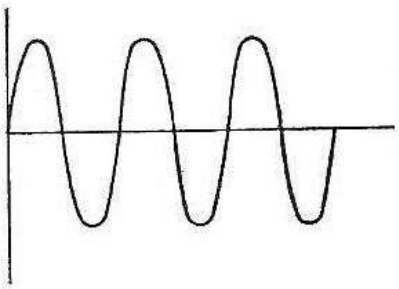


FIG. XV-2

tions progressives de l'amplitude sont dues à la résistance ohmique en alternatif du bobinage et aux pertes diverses de tout le circuit.

Par contre, si on compense l'affaiblissement par un apport d'énergie de phase convenable, nous pouvons *entretenir* cette oscillation. Nous sommes alors en présence d'une oscillation entretenue d'amplitude constante, telle que nous la représentons sur la figure XV-2.

Une oscillation peut être entretenue à l'aide d'un simple tube triode ; l'ensemble du montage s'appelle un oscillateur, et un schéma classique est montré sur la figure XV-3. Nous avons un circuit oscillant LC monté dans le circuit de grille, et une bobine L' montée dans le circuit anodique et couplée à la bobine L. La fréquence de l'oscillation engendrée est déterminée par les valeurs de L et de C (coefficient de self-induction et capacité). La fraction d'énergie nécessaire à l'entretien des oscilla-

tions est fournie par la bobine L' qui induit ladite fraction dans la bobine L du circuit de grille.

Au passage, nous allons profiter de l'occasion pour apprendre la très importante formule de Thomson. Cette formule permet de trouver la longueur d'onde propre d'oscillation d'un circuit oscillant LC connaissant L, coefficient de self-induction exprimé en microhenrys, et C, capacité exprimée en picofarads. Nous avons :

$$\lambda = 1{,}885\sqrt{LC}$$

La longueur d'onde λ ainsi trouvée est évidemment exprimée en mètres. Pour obtenir la fréquence propre F d'oscillation du circuit, fréquence exprimée en kilocycles/seconde, rappelons qu'une simple division suffit ; en effet, nous avons :

$$F = \frac{300\,000}{\lambda}$$

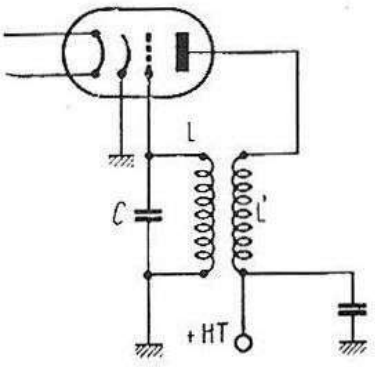


FIG. XV-3

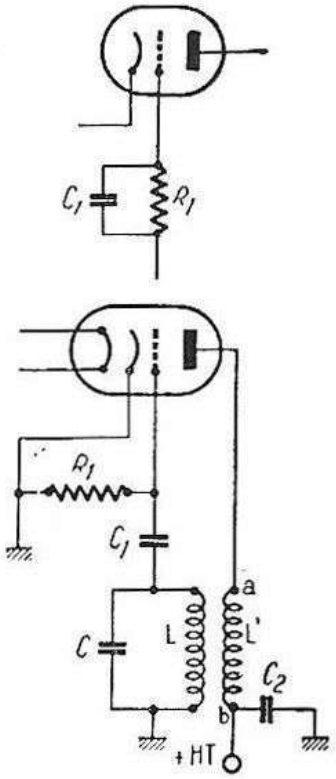


FIG. XV-4

Précisons que la formule de Thomson ne s'applique pas exclusivement aux circuits oscillants des montages oscillateurs, mais aussi bien *à tous les circuits accordés* montés dans les amplificateurs HF, par exemple.

Pratiquement, le montage de la figure XV-3 ne convient pas tel quel. Il faut prévoir une sorte de régulateur, une sorte de frein, agissant lorsque le courant de grille du tube se déclenche, c'est-à-dire lorsque la grille voit son potentiel instantané passer dans les régions positives ; ce régulateur est une simple résistance intercalée dans le circuit grille. L'oscillation engendrée est alors stable et constante. Le montage ainsi

modifié est représenté sur la figure XV-4 où l'on voit la résistance de grille R_1 dont nous venons de parler (valeur moyenne 47 kΩ) ; l'oscillation de fréquence élevée traverse facilement le condensateur C_1 (valeurs courantes 47 ou 100 pF), alors qu'il arrête le courant de grille qui, lui, passe par la résistance R_1. Il est aussi possible de connecter la résistance R_1 en parallèle sur le condensateur C_1, comme nous l'indiquons en haut de la figure XV-4 (le reste du schéma étant inchangé) ; le fonctionnement et les résultats sont les mêmes que précédemment.

Nous pouvons donc dire qu'une lampe oscillatrice peut être considérée et fonctionne comme une lampe amplificatrice utilisée *en classe C*, mais pour laquelle la tension d'attaque de grille serait fournie par une fraction de la tension de sortie disponible dans le circuit anodique.

Nous avons dit précédemment que, pour l'entretien des oscillations, le report d'énergie de plaque à grille doit être *en phase*. Ce report en phase est une simple question de signe de l'induction mutuelle entre L et L', ce coefficient d'induction mutuelle devant être négatif. En langage plus clair, cela signifie que les flux magnétiques produits par le courant moyen de grille et par le courant moyen de plaque doivent être de sens inverses.

Pratiquement, on agit sur le sens d'enroulement d'une bobine par rapport à l'autre ou par le sens des connexions aboutissant aux entrée et sortie de l'une des bobines (de plaque ou de grille). Donnons un exemple. Nous venons de réaliser le montage de la figure XV-4 : il se refuse à osciller. Pour que tout rentre dans l'ordre, il nous suffit d'inverser les connexions sur l'une des bobines, la bobine d'anode, par exemple ; c'est-à-dire que nous allons relier la plaque au point *b*, et l'alimentation + HT avec son condensateur de découplage C_2 au point *a*.

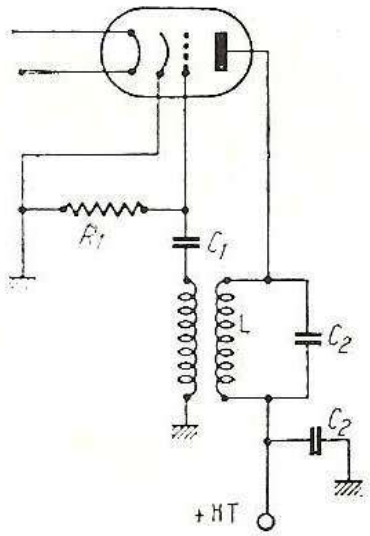


FIG. XV-5

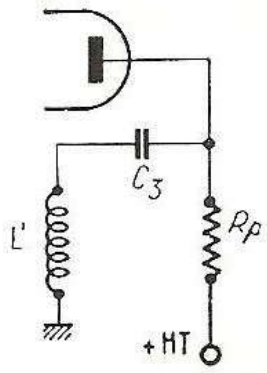


FIG. XV-6

Sur notre précédent montage, le circuit oscillant a donc été monté dans le circuit de grille. Mais on peut tout aussi bien prévoir le circuit oscillant dans le circuit de plaque et placer la bobine d'entretien L' dans le circuit de grille. On obtient alors le schéma de la figure XV-5.

Dans les montages des figures XV-4 et 5, l'alimentation haute tension est dite « en série » parce qu'elle traverse, soit la bobine L' (fig. 4), soit le circuit oscillant, bobine L (fig. 5). Mais il est également possible de réaliser l'alimentation en parallèle ; les circuits anodiques des précédents montages sont alors modifiés comme nous l'indiquons respectivement sur les figures XV-6 et 7. La tension anodique est appliquée à la plaque par l'intermédiaire d'une résistance R_p (valeur moyenne = 30 kΩ) ; parfois même, cette résistance est remplacée par une bobine d'arrêt haute fréquence. La liaison à la bobine d'entretien L' ou au circuit oscillant LC s'effectue par l'intermédiaire d'un condensateur C_3 (valeur courante = 470 pF). Ces dispositions permettent d'avoir la base de la bobine d'entretien ou du circuit oscillant reliée directement à la masse.

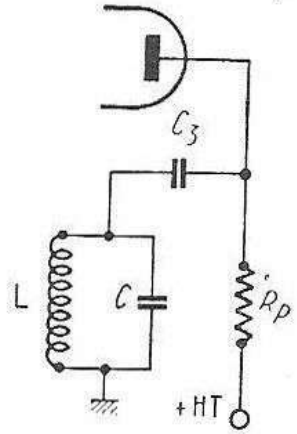


FIG. XV-7

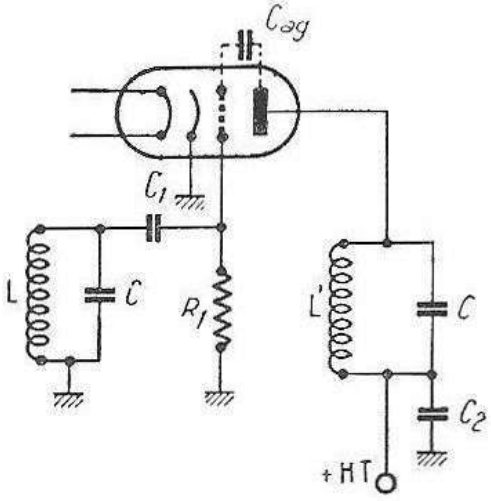


FIG. XV-8

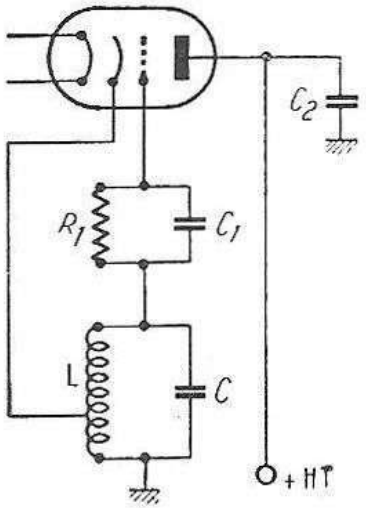


FIG. XV-9

Dans tous les montages oscillateurs vus jusqu'à présent, le report d'énergie de plaque à grille nécessaire à l'entretien des oscillations était effectué par induction, par couplage électromagnétique, entre deux bobines. Mais ce report d'énergie peut s'effectuer aussi par couplage capacitif, et notamment par la capacité interne anode-grille du tube. C'est ce qui se passe dans le montage oscillateur représenté sur la figure XV-8 où nous avons matérialisé la capacité anode-grille par le condensateur C_{ag}. Cet oscillateur s'appelle T P-T G (tuned plate-tuned grid), car il comporte un circuit accordé dans la plaque et un circuit accordé dans la grille, circuits évidemment accordés sur la même fréquence. Le report d'énergie de plaque à grille ne s'effectuant que par la capacité interne de la lampe, il importe que cette capacité soit suffisante ; d'où l'emploi obligatoire d'un tube triode. On sait, en effet, que la capacité interne anode-grille d'une triode est relativement élevée, alors qu'au contraire, cette capacité est extrêmement faible dans un tube pentode (rôle de la grille-écran).

Autrement dit, dans le montage oscillateur de la figure XV-8, si nous utilisions une pentode, il est à peu près certain que nous aboutirions à un échec. Par contre, dans les *amplificateurs* HF, il est fréquent d'avoir

un circuit accordé dans la grille et un autre dans la plaque ; si nous utilisons une triode à capacité interne élevée, le montage se transforme en *oscillateur* (ou alors, on s'en souvient, il faut neutrodyner, c'est-à-dire compenser le report d'énergie de plaque à grille en phase par un autre report équivalent, mais en opposition de phase). C'est la raison pour laquelle, dans les montages amplificateurs HF ordinaires, on emploie généralement des tubes pentodes. On s'efforce, en outre, par des blindages appropriés notamment, à ce qu'il n'y ait pas de couplage inductif ou capacitif entre les circuits de plaque et de grille *à l'extérieur du tube ;* car, pour les mêmes raisons, dès que les circuits de plaque et de grille seraient accordés sur la même fréquence, le montage entrerait en auto-oscillation.

Pour terminer, nous devons encore citer l'oscillateur à réaction cathodique dont le schéma est représenté sur la figure XV-9. Dans ce montage, l'anode est à un potentiel HF nul, du fait du condensateur de découplage C_2. C'est la cathode que l'on considère comme électrode de sortie. Le report d'énergie nécessaire à l'entretien des oscillations s'effectue donc du circuit de cathode au circuit de grille, et ceci de la façon la plus simple : retour du circuit de cathode sur une prise intermédiaire de la bobine L du circuit LC déterminant la fréquence des oscillations.

Il existe encore bien d'autres montages oscillateurs ; toutefois, nous arrêterons ici cette étude préliminaire. Le principal est de bien comprendre le fonctionnement d'un oscillateur quel qu'il soit. Et nous aurons l'occasion de voir d'autres montages oscillateurs en poursuivant ce cours.

§ 2. — La triode en détectrice

Nous n'allons pas revenir ici sur la fonction détectrice proprement dite, ou sur le rôle d'un détecteur.

Cette étude a été faite au cours des chapitres IX et XII. C'est ainsi que nous devons nous souvenir que la détection est effectuée, dans les montages modernes, soit par diode à cristal de germanium, soit par diode électronique (lampe). Toutefois, pendant très longtemps, on a utilisé des triodes comme détectrices (et même des tétrodes ou des pentodes : principe et montage identiques, si ce n'était l'alimentation supplémentaire de la grille écran). Nous devons même dire que, encore actuellement, dans certains cas spéciaux, on fait appel à des triodes ou à des pentodes pour la fonction détectrice. Il importe donc que le technicien sache tout de même comment fonctionne une triode (et partant, une pentode également) en détectrice. Deux montages sont possibles : la détection grille et la détection plaque ; nous allons les étudier succinctement tour à tour.

Détection grille

Le montage classique de détection grille est représenté sur la figure XV-10. Nous avons le circuit LC accordé sur la fréquence des signaux à détecter. R_1 et C_1 sont la résistance et le condensateur de détection ; notons tout de suite que l'extrémité *a* de la résistance R_1 peut tout aussi bien être reliée à la cathode du tube, c'est-à-dire à la

masse. Le fonctionnement du détecteur grille peut s'expliquer de la façon suivante :

Nous avons tout d'abord une détection diode normale entre grille et cathode du tube, la grille tenant le rôle d'anode de la diode. Les signaux détectés sont mis en évidence aux bornes de R_1. Les variations de potentiel de grille, représentant les signaux détectés, sont ensuite amplifiées par le tube triode fonctionnant alors en amplificateur BF ordinaire ; ces signaux amplifiés apparaissent aux bornes de R_2 du circuit anodique et sont transmis à l'étage suivant par l'intermédiaire de C_2. La valeur de R_2 dépend du tube utilisé. Quant à R_1 et C_1, les valeurs courantes sont 500 kΩ à 1 MΩ, et 50 pF à 100 pF.

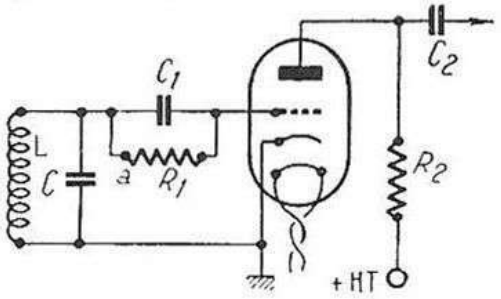


FIG. XV-10

Détection plaque

Le montage classique de détection plaque est représenté sur la figure XV-11. Le fonctionnement est expliqué graphiquement à l'aide de la figure XV-12 d'après la caractéristique I_p/V_g du tube utilisé. On

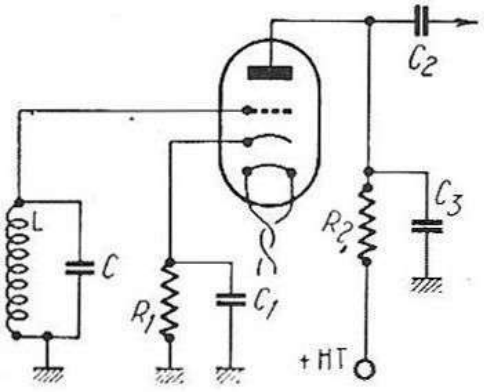


FIG. XV-11

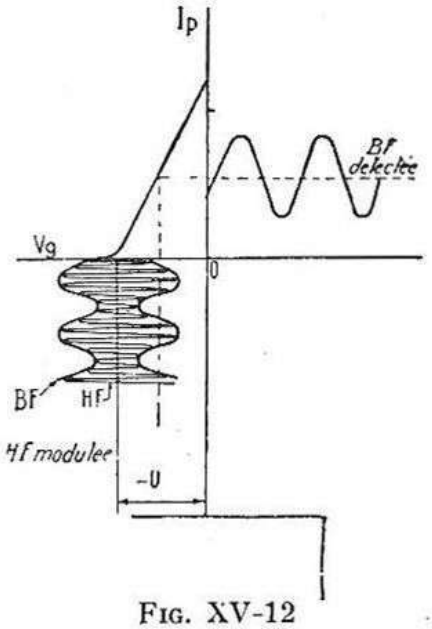


FIG. XV-12

polarise fortement le tube par les organes R_1 et C_1 du circuit de cathode, tension de polarisation égale à — U volts, de façon que le point de fonctionnement du tube se situe juste au pied de la caractéristique. Si nous

appliquons un signal HF modulé dans ces conditions, la partie de gauche de ce signal (fig. XV-12) sera évidemment éliminée ; seule la partie de droite se retrouvera dans le circuit anodique, aux bornes de la résistance R_2. Les résidus HF sont supprimés et canalisés à la masse par le condensateur C_3, et ainsi nous avons donc bien réalisé l'extraction du signal BF seul, c'est-à-dire la détection. Nous voyons aussi que ce procédé de détection s'accompagne, en même temps, d'une certaine amplification de la composante BF désirée. Nous ne pouvons pas terminer sans parler de la détection cathodique qui est, en quelque sorte, une variante heureuse de la détection plaque.

Détection cathodique

Ce procédé de détection s'appelle aussi détection Sylvania, ou encore détection à impédance infinie. Le montage pratique est montré sur la figure XV-13. En quelque sorte, nous voyons que la détection cathodique est une détection diode entre grille et cathode, non suivie d'amplification puisqu'il n'y a pas de résistance de charge anodique. Mais le circuit

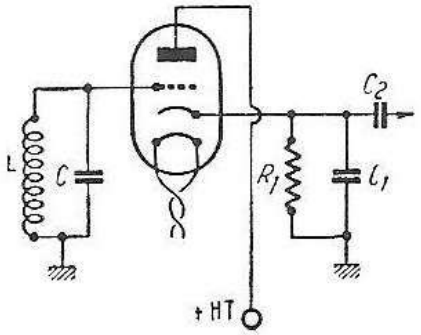


FIG. XV-13

détecteur ne débite pas puisqu'il est constitué par le circuit de grille avec une forte polarisation initiale, polarisation obtenue par la résistance R_1 qui est en même temps la résistance de détection. Les valeurs courantes sont : $R_1 = 150$ kΩ ; $C_1 = 220$ pF. C_2 est le condensateur de liaison BF à l'étage suivant. Le circuit détecteur ne débitant pas (tout au moins pratiquement), nous nous trouvons en présence d'une diode dont la résistance serait infinie (du fait de la forte polarisation, rappelons-le) ; c'est la raison pour laquelle on a dit que la détection cathodique était le procédé qui se rapprochait le plus de la détection idéale.

CHAPITRE XVI

Pratique des amplificateurs H F

Au cours du chapitre XIV, paragraphe 8, notamment, nous avons étudié le principe de l'amplification haute fréquence. Or, avec le prochain chapitre, nous allons aborder le principe du changement de fréquence, montage universellement adopté sur les récepteurs modernes. Mais comme les étages amplificateurs HF se rencontrent aussi bien sur les récepteurs à amplification directe (déjà vus, chapitre VIII, § 2, et chapitre IX, § 3) que sur les récepteurs à changement de fréquence, nous allons leur consacrer ce chapitre au point de vue pratique.

N'importe quel récepteur permet généralement l'audition sur plusieurs gammes d'ondes où se situent les principaux émetteurs. En ce qui concerne les émetteurs de radiodiffusion, nous les trouvons répartis dans les gammes d'ondes suivantes :

Grandes Ondes (ou GO), de 1 000 à 2 000 mètres, soit de 300 à 150 kc/s ;

Petites Ondes (ou PO), de 180 à 550 mètres, soit de 1 670 à 545 kc/s ;

Ondes Courtes (ou OC), de 16 à 50 mètres, soit de 18,75 Mc/s à 6 Mc/s.

Ce sont ces trois bandes d'ondes ou gammes de fréquences que l'on rencontre le plus fréquemment sur les récepteurs destinés à l'écoute de la radiodiffusion.

Le changement de gamme est effectué par changement du bobinage utilisé dans le circuit accordé. Cette bobine est réalisée de façon telle que, employée avec le condensateur variable de 490 pF de capacité maximum, la manœuvre de ce dernier permette de couvrir entièrement la gamme d'ondes souhaitée. Si nous voulons recevoir les trois gammes indiquées précédemment, il nous faudra donc trois bobines *par circuit accordé*. Bien entendu, les diverses bobines sont commutées aux points convenables des circuits et, pratiquement, le passage d'une gamme à l'autre s'effectue par la seule manœuvre d'un commutateur rotatif.

Nous représentons, sur la figure XVI-1, le schéma complet avec détails des commutations, d'un étage amplificateur HF pour les bandes GO, PO et OC.

Si nous considérons d'abord seulement la bande GO, nous avons :

L_1 = bobine d'antenne ;

L_2 = bobine d'accord du premier circuit accordé avec le condensateur variable CV_1 (le condensateur ajustable C_1 est le condensateur d'appoint, ou trimmer, de la bobine) ;

L_3 = bobine de plaque de liaison ;

L_4 = bobine d'accord du second circuit accordé avec le condensateur variable CV_2 (C_2 est le trimmer de la bobine).

Les deux cages CV_1 et CV_2 du condensateur variable sont jumelées et les plaques mobiles pivotent ensemble.

En examinant le schéma, on voit que l'on retrouve quatre autres bobinages dans les mêmes fonctions pour la gamme PO, et encore quatre autres bobinages pour la gamme OC.

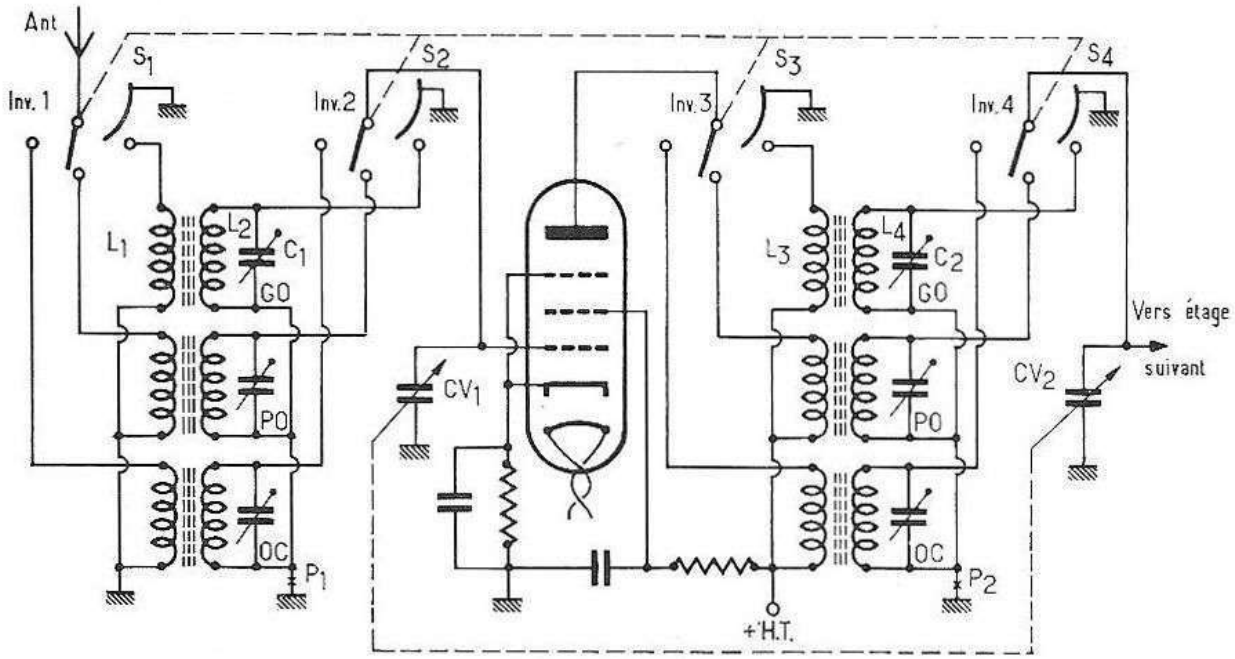


Fig. XVI-1

Ces bobinages sont commutés à l'aide des inverseurs Inv. 1, 2, 3 et 4. Naturellement, en pratique, ces inverseurs fonctionnent en même temps et sont commandés par un unique bouton. Ils sont réunis sur une ou plusieurs galettes d'un commutateur rotatif d'un modèle du genre de celui représenté sur la figure XVI-2.

Les bobinages du premier circuit d'accord sont enfermés dans un boîtier formant blindage, et les autres bobinages (du second circuit d'accord) dans un autre boîtier ; ceci, pour éviter, on s'en souvient, toute réaction du circuit de plaque sur le circuit de grille qui se traduirait par l'auto-oscillation de l'étage.

Actuellement, toutes les bobines et le commutateur sont montés et câblés par des constructeurs spécialistes bobiniers ; de tels ensembles se présentent alors sous la forme de blocs de bobinages (voir figure XVI-3. par exemple) et leur montage se trouve grandement facilité. Mais ce n'est pas une raison pour ignorer ce qu'il y a à l'intérieur d'un bloc de bobinages et surtout les commutations qui s'y opèrent.

Et à propos de commutation, revenons à notre figure XVI-1. Nous devons dire qu'il faut non seulement commuter les bobines destinées à être utilisées pour la gamme considérée, mais aussi court-circuiter les bobines non utilisées. Sur les blocs de bobinages de haute qualité, *toutes les* bobines non utilisées sont court-circuitées ; en revanche, sur les blocs de bobinages bon marché, aucune des bobines non utilisées n'est court-

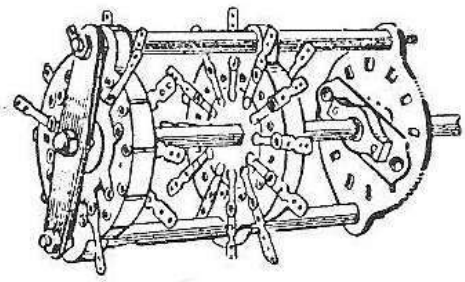


FIG. XVI-2

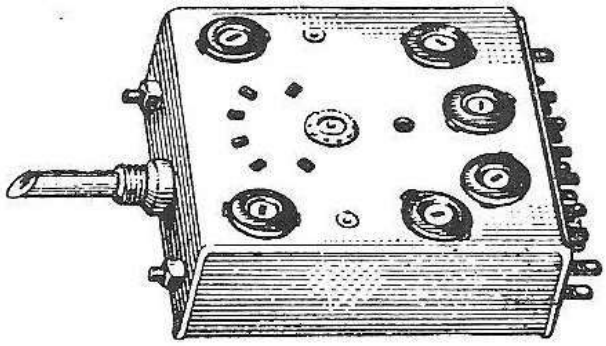


FIG. XVI-3

circuitée. Mais ceci n'est pas une référence, car bien souvent (pour ne pas dire toujours) on assiste à des absorptions d'une bande sur l'autre, absorptions importantes dues au couplage d'une bobine non utilisée avec la bobine en service, provoquant une baisse notable de sensibilité et entraînant l'impossibilité d'un réglage ou d'un alignement précis.

Pratiquement, on a constaté qu'il n'est pas nécessaire de court-circuiter *toutes* les bobines non utilisées, mais seulement la ou les bobines correspondant à la bande ou aux bandes de fréquences inférieures à la bande en service. C'est ce que nous avons représenté sur la figure XVI-1, et c'est le rôle des secteurs de court-circuit S_1, S_2, S_3 et S_4. Ces secteurs tournent en même temps que les doigts de contact assurant les commutations. Ainsi, d'après notre dessin, nous sommes en position PO, et nous voyons que la gamme GO (de fréquences inférieures) a ses bobines court-circuitées. Lorsque nous passerons en position OC, les bobines PO et GO seront court-circuitées.

Dans les récepteurs à amplification directe, les montages des étages amplificateurs HF sont absolument conformes à celui de la figure XVI-1.

Dans les récepteurs modernes à changement de fréquence, on rencontre quelques petites variantes. En effet, nous devons tout d'abord dire que la propagation des ondes se modifie presque sans arrêt durant le trajet « antenne d'émission-antenne de réception ». Ces variations sont d'autant plus importantes que la station d'émission est éloignée ou de faible puissance. A la réception, ces variations de propagation se traduisent par des variations du volume de l'audition, tantôt forte, tantôt faible, voire disparition totale du son. C'est ce que l'on appelle le « fading ».

Dans les récepteurs modernes, on dispose d'un circuit spécial appelé « commande automatique de volume » ou C.A.V. que nous étudierons ultérieurement. Disons cependant tout de suite que ce circuit délivre

une tension négative directement proportionnelle à l'amplitude des signaux reçus. Autrement dit, plus l'émetteur écouté est reçu puissamment, plus cette tension négative est importante. Si les signaux reçus faiblissent, la tension négative diminue. Il nous suffit donc d'appliquer cette tension négative de commande sur la grille 1 du ou des tubes amplificateurs, tension qui modifiera leur polarisation et, par conséquent, leur amplification. Mais ne nous étendons pas davantage sur cette question qui sera examinée en temps voulu. Exposons, pour l'instant, simplement comment on applique cette tension négative de commande aux étages amplificateurs et les modifications du schéma de la figure XVI-1 que cela entraîne.

Normalement, la base des circuits accordés de grille est connectée directement à la masse : points P_1 et P_2. Lorsqu'on utilise une C.A.V., la ligne de commande aboutit à la base de ces circuits comme le montre la figure XVI-4. La base des circuits est toujours à un potentiel haute fréquence nul du fait du condensateur de 0,05 µF, et la tension négative de commande est appliquée à la grille du tube par l'intermédiaire d'une résistance de 220 kΩ (environ), puis traverse le bobinage en service.

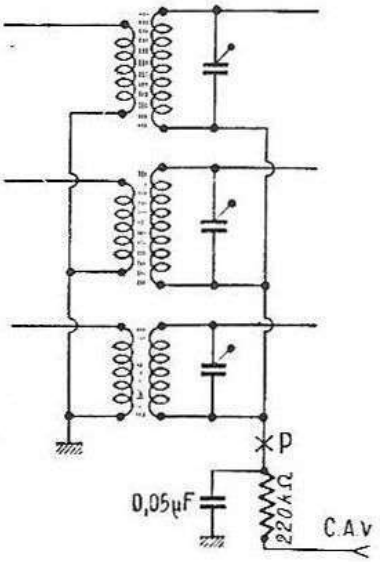


FIG. XVI-4

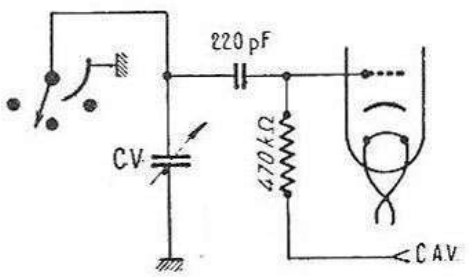


FIG. XVI-5

La ligne de C.A.V. aboutit généralement à *plusieurs* étages amplificateurs. La cellule de découplage formée par le condensateur de 0,05 µF et la résistance de 220 kΩ empêche précisément tout couplage possible entre étages par le truchement de la ligne de C.A.V.

Un autre mode d'application de la commande automatique de volume est illustré par la figure XVI-5. Dans ce cas, la base des circuits accordés de grille reste reliée à la masse comme sur la figure XVI-1. Mais on remarque le condensateur de liaison de 220 pF, assurant la liaison du circuit accordé vers la grille au point de vue HF, mais isolant ladite grille au point de vue courant continu. La tension négative de C.A.V. est alors appliquée directement sur la grille du tube amplificateur par l'intermédiaire d'une résistance de 470 kΩ (ou 1 MΩ).

CHAPITRE XVII

Le changement de fréquence

§ 1. — Principe du changement de fréquence

Tout d'abord, afin de bien fixer nos idées, nous redonnons sur la figure XVII-1 la disposition des étages composant un récepteur à amplification directe ; nous pourrons plus aisément faire la comparaison avec un récepteur à changement de fréquence. Nous avons l'amplificateur HF pouvant d'ailleurs comporter un seul ou plusieurs étages d'amplification ; puis le détecteur, suivi de l'amplificateur BF de tension et de l'amplificateur BF de puissance. Ce genre de récepteur n'est pas sans inconvénients, le principal étant surtout son manque de sélectivité. En effet, sur les fréquences élevées, en « ondes courtes » notamment, les résistances de pertes des circuits accordés augmentent. En outre, le condensateur variable utilisé pour toutes les gammes reste le même ; ce sont les bobines qui changent et qui deviennent « petites » en OC, par exemple. Le rapport $\frac{L}{CV}$ diminue et le coefficient de surtension baisse. En fin d'analyse, tout ceci se traduit par une sélectivité insuffisante et une difficulté d'amplification (pour les fréquences élevées, rappelons-le, en OC par exemple).

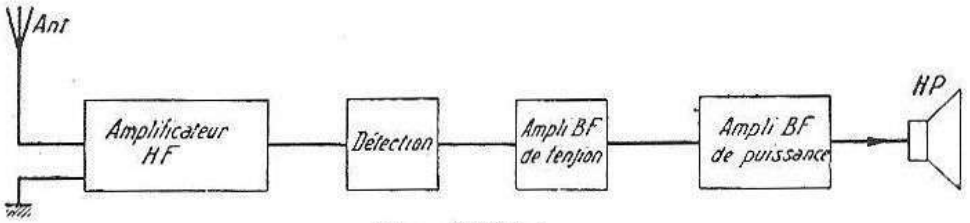


FIG. XVII-1

Aussi bien les récepteurs à changement de fréquence sont-ils maintenant universellement répandus. Dans ces récepteurs, le principe est tout à fait différent et nous le schématisons sur la figure XVII-2.

Nous avons un amplificateur HF attaqué par le collecteur d'ondes antenne-terre (ou un cadre). Parfois, cependant, cet amplificateur HF n'existe pas et le circuit antenne-terre (ou le cadre) attaque directement l'étage mélangeur.

Cet étage mélangeur reçoit donc, d'une part, soit les signaux déjà amplifiés par l'amplificateur HF, soit les signaux recueillis par l'antenne, et, d'autre part, une oscillation de fréquence convenable issue de l'étage oscillateur. Les signaux incidents et l'oscillation locale donnent naissance, *par battement*, à un nouveau signal de fréquence *constante* quelle que soit la fréquence de l'onde reçue. Il s'agit du signal moyenne fréquence (MF) ou de fréquence intermédiaire (FI), deux appellations qui signifient la même chose. Ensuite, le signal MF est amplifié par un ou deux étages amplificateurs MF, puis détectés ; la suite des étages constituant le récepteur est désormais classique.

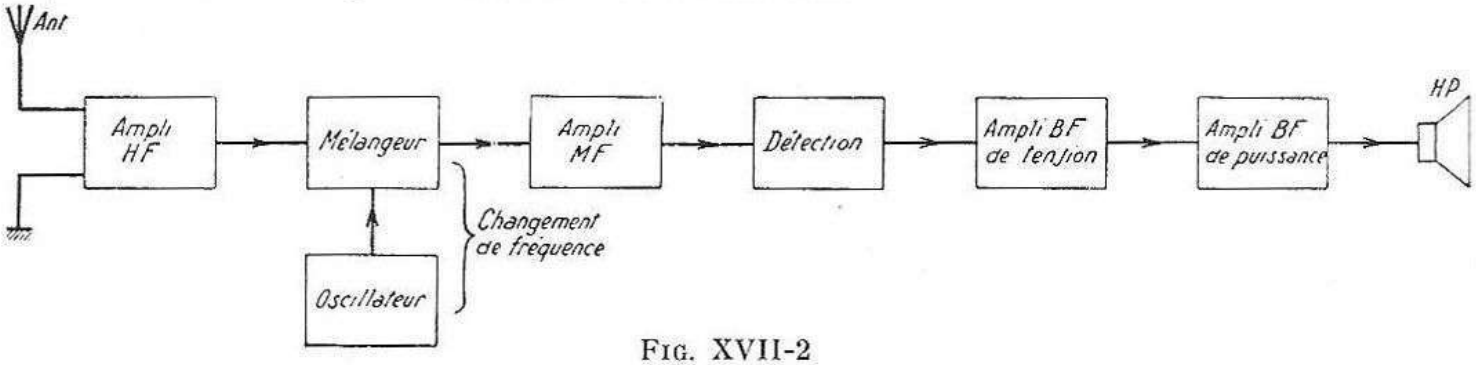


FIG. XVII-2

Les étages *mélangeur* et *oscillateur* constituent le changement de fréquence, et c'est d'eux dont nous allons nous occuper présentement.

Nous avons dit que l'étage mélangeur recevait la tension HF incidente (de fréquence correspondant à l'émetteur désiré) et une tension alternative provenant de l'oscillateur local. La fréquence de cette dernière oscillation doit toujours être telle que sa différence avec la fréquence de l'onde reçue soit *constante*. La fréquence de l'oscillation locale doit donc varier comme la fréquence de l'onde reçue, selon que l'on est en GO, en PO ou en OC, mais toujours en conservant la différence de fréquence indiquée. Cette différence de fréquence sera la fréquence du signal appelé MF né du *battement* de l'onde incidente et de l'oscillation locale. Si nous appelons F_1 la fréquence de l'onde incidente (onde reçue) et F_0 la fréquence de l'oscillateur local, nous aurons :

$$MF = F_1 - F_0$$

$$\text{ou } MF = F_0 - F_1$$

selon que la fréquence F_0 de l'oscillateur sera inférieure ou supérieure à la fréquence de l'onde reçue. L'opération de *battement* entre F_1 et F_0, c'est-à-dire le changement de fréquence souhaité, ne se produit correctement que dans des conditions bien déterminées. Pour cela, on fait appel, pour équiper l'étage mélangeur, à un tube spécial recevant sur l'une de ses grilles l'onde F_1, et sur une autre de ses grilles, l'oscillation F_0. Supposons que notre circuit d'accord soit réglé sur 1 000 kc/s pour la réception d'un émetteur fonctionnant sur cette fréquence ; notre oscillateur sera réglé sur 1 455 kc/s. En conséquence, la fréquence du battement MF résultant, sera de :

$$1\,455 - 1\,000 = 455 \text{ kc/s}$$

Supposons maintenant que notre circuit d'accord soit réglé sur 6 Mc/s (bande OC des 49 mètres) : notre oscillateur local, lui, sera réglé sur 5 545 Mc/s. Et le battement MF résultant sera *toujours* de :

$$6\,000 - 5\,545 = 455 \text{ kc/s}$$

Ce battement MF résultant, et lui seul, est mis en évidence dans le circuit anodique du tube mélangeur grâce à un circuit accordé sur cette fréquence moyenne constante.

Le battement MF conserve le caractère de l'onde incidente. Si cette onde est pure, le battement MF résultant est aussi une oscillation pure ; si l'onde reçue est modulée, le battement MF est une oscillation modulée.

En conséquence, la tension MF disponible pourra être amplifiée à l'aide d'un amplificateur dit amplificateur MF, comportant des circuits *accordés une fois pour toutes* pour cette fréquence constante, et ce, dans les meilleures conditions d'efficacité (tant en sensibilité que sélectivité et que fidélité de transmission).

Après l'amplification convenable désirée, la tension MF porteuse des signaux BF de modulation est détectée pour l'extraction desdits signaux BF ; puis, ces derniers sont à leur tour amplifiés, etc. C'est ce que nous montre la figure XVII-2.

Pour revenir à l'étage changeur de fréquence groupant l'étage mélangeur et l'étage oscillateur, disons qu'il comporte un condensateur variable agissant sur la fréquence de l'oscillateur local et un ou plusieurs condensateurs variables permettant l'accord sur l'onde incidente désirée. Sur les récepteurs modernes, ces divers condensateurs variables sont jumelés cage par cage... et sont commandés ensemble par un unique bouton. Cette disposition, appelée « commande unique », nécessite une mise au point spéciale des circuits dite *alignement* dont nous reparlerons.

En fait, prenons l'exemple de la bande PO dont le réglage de la fréquence d'accord (onde incidente) doit pouvoir varier entre 500 et 1 500 kc/s (pour employer des valeurs arrondies) ; le réglage de l'oscillateur, lui, doit pouvoir varier entre 955 et 1 955 kc/s, de façon à obtenir une MF constante de 455 kc/s (valeur standardisée actuelle).

Le rapport des fréquences d'accord est donc de 1/3, ce qui ne peut s'obtenir que par une variation de capacité dans le rapport de 1/9. Par contre, le rapport des fréquences de l'oscillateur est de 1/2 (approximativement), ce qui s'obtient avec une variation de capacité dans le rapport 1/4 seulement.

Les variations de capacités n'étant pas les mêmes à l'accord et à l'oscillateur (et les cages des condensateurs variables étant jumelées... et de mêmes capacités), il va falloir agir sur les bobinages.

Bien entendu, les fréquences couvertes par l'oscillateur étant supérieures à celles de l'accord, la bobine de l'oscillateur comportera moins de tours que la bobine d'accord. Mais, en outre, pour tenir compte du rapport des fréquences extrêmes à obtenir avec l'oscillateur (pour une

même variation de capacité qu'à l'accord, rappelons-le), nous allons monter des condensateurs fixes entre bobine et condensateur variable du circuit oscillateur. Nous allons monter un condensateur C_t (ou trimmer) en parallèle, qui va augmenter la capacité *minimum* du condensateur variable ; et nous allons monter un condensateur C_p (ou padding) en série, qui va réduire la capacité *maximum* du condensateur variable (voir figure XVII-3). Pratiquement, ces condensateurs trimmer et padding

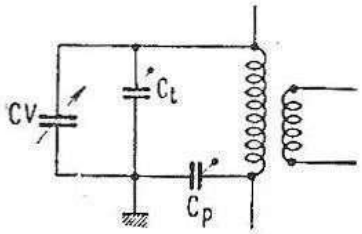


FIG. XVII-3

sont des modèles ajustables, et leur réglage permet l'alignement de la gamme d'ondes considérée. Pour cela, examinons la figure XVII-4. La courbe I représente la variation de la fréquence d'accord pour la rotation complète du condensateur variable, toujours dans l'exemple que nous avons choisi, c'est-à-dire la gamme PO de 500 à 1 500 kc/s. La courbe II représente la variation idéale correspondante à obtenir pour l'oscillateur, soit de 955 à 1 955 kc/s. Ces deux courbes sont toujours

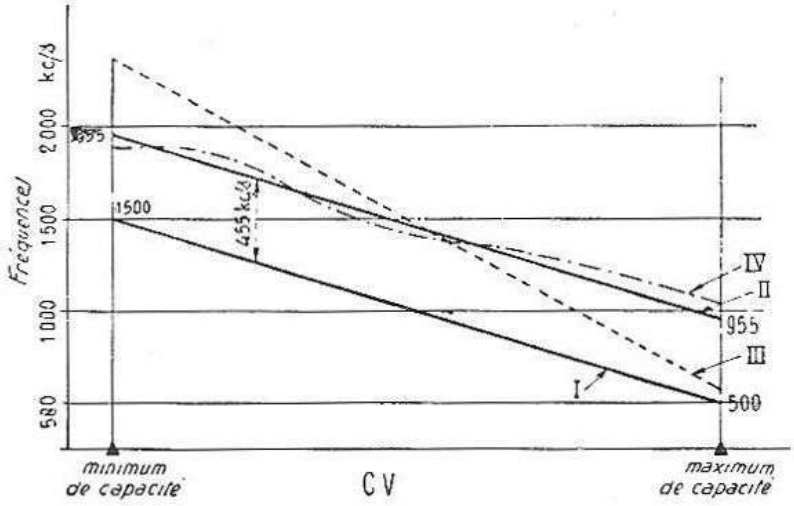


FIG. XVII-4

distantes de 455 kc/s tout au long de leur tracé. Hélas ! si nous utilisons un oscillateur non muni de trimmer et de padding, sa variation de fréquence est représentée par la courbe III (en pointillés) ; nous sommes donc loin de la solution. Mais, en montant un trimmer et un padding comme il a été représenté sur la figure XVII-3, la courbe représentant la variation de fréquence de l'oscillateur s'améliore : nous l'avons représentée en traits mixtes, courbe IV. Nous voyons qu'elle « ondule »

au-dessus et au-dessous de la courbe idéale, courbe II. En un mot, les opérations d'alignement consistent à déterminer des réglages pour le trimmer et le padding, de façon que la courbe réelle IV se rapproche le plus possible de la courbe idéale II ; et ce, pour chaque gamme d'ondes du récepteur. D'ores et déjà, signalons que l'action du trimmer C_t se manifeste vers les fréquences les plus élevées (vers 1 500 kc/s dans notre exemple), alors que le padding C_p agit vers les fréquences inférieures (vers 500 kc/s dans notre exemple).

La valeur de la capacité du trimmer est de l'ordre de 30 pF (en capacité maximum). Quant à la valeur de la capacité du padding, elle dépend de la fréquence, autrement dit de la gamme d'ondes. En GO, les valeurs des paddings sont assez faibles ; en PO, elles sont déjà plus élevées ; et en OC, ces valeurs sont tellement importantes que, généralement, les paddings sont supprimés et remplacés par une connexion directe.

Précisons aussi, pour fixer les idées, que sur les blocs de bobinages modernes, les paddings sont généralement des condensateurs *fixes*. On agit alors sur la courbe IV, vers les fréquences inférieures, en réglant le noyau de fer aggloméré de la bobine oscillatrice.

Nous ne pouvons pas terminer ce paragraphe sans dire quelques mots de la « fréquence-image ». D'après le principe du changement de fréquence, nous souhaitons que le lecteur ait compris que seul un émetteur dont la fréquence vient se « battre » avec celle de l'oscillateur local donnera naissance à la tension MF qui sera amplifiée par les étages suivants, puis détectée.

Exemple. — Notre oscillateur est réglé sur la fréquence de 1 400 kc/s. Seul l'émetteur dont la fréquence, en se combinant avec cette oscillation à 1 400 kc/s, donnera la moyenne fréquence de 455 kc/s, sera reçu.

Cet émetteur reçu aura une fréquence de :

$$F_1 = F_0 - MF = 1\,400 - 455 = 945 \text{ kc/s}$$

En effet, la différence entre la fréquence F_0 de l'oscillateur et la fréquence F_1 de l'onde incidente est bien égale à la valeur MF, soit 455 kc/s.

Mais, n'y aurait-il pas une autre valeur de fréquence incidente qui pourrait également donner naissance au battement résultant MF ? La fréquence 1 855 kc/s..., par exemple !

Nous avons :

$F_1 - F_0 = 1\,855 - 1\,400 = 455$ kc/s qui est précisément notre valeur MF.

En conséquence, si un émetteur fonctionne sur 1 855 kc/s, alors que nous sommes réglés sur 945 kc/s, il pourra être reçu également. Cette réception indésirable, cette fréquence de 1 855 kc/s, est appelée « fréquence image » pour le réglage considéré du récepteur. Par rapport à la fréquence de l'oscillateur F_0, elle est l'image de la fréquence incidente. En fait l'écart de fréquence entre la fréquence incidente souhaitée et la fréquence image indésirable, est égale à deux fois la valeur MF.

Est-il besoin de préciser qu'il est nécessaire d'éviter qu'une station d'émission fonctionnant sur la fréquence image soit reçue en même temps que l'émetteur désiré !

Pour éliminer l'onde perturbatrice reçue en fréquence image, nous disposons des circuits d'accord du récepteur. Ainsi, en reprenant toujours notre précédent exemple, les circuits d'accord du récepteur sont réglés sur 945 kc/s... et non sur 1 855 kc/s. Les signaux à 1 855 kc/s sont donc considérablement affaiblis, et ils le seront d'autant plus que le nombre de circuits d'accord avant le changement de fréquence sera grand, ou que leur efficacité sélective sera importante. Ceci pour dire que, dans un récepteur comportant un étage HF accordé avant le changement de fréquence, l'affaiblissement de la fréquence image est pratiquement total.

En outre, l'affaiblissement de la fréquence image est évidemment d'autant plus important que l'écart entre ladite fréquence image et la fréquence incidente souhaitée est grand. Cet écart valant deux fois la valeur MF, l'affaiblissement sera d'autant plus important que la valeur MF sera élevée.

Dans les premiers récepteurs à changement de fréquence, la MF était de l'ordre de 120 kc/s. C'est pour les raisons ci-dessus que l'on a finalement adopté des valeurs MF plus grandes (valeur standard actuelle = 455 kc/s).

Sur les récepteurs de trafic spéciaux pour ondes courtes, une bonne sélectivité des circuits d'accord est difficile à obtenir, du fait du faible coefficient de surtension des bobinages. La réception avec fréquence-image risquant de se manifester de nouveau, surtout vers les bandes de fréquences très élevées, ou bien on prévoit deux étages HF accordés successifs avant le changement de fréquence, ou bien on prévoit une valeur MF de l'ordre de 1 600 kc/s.

§ 2. — Montages d'étages changeurs de fréquence

Le phénomène du changement de fréquence s'opère à l'intérieur du tube mélangeur, tube plus ou moins complexe dans lequel nous trouvons deux parties, autrement dit deux fonctions : la partie oscillatrice et la partie modulatrice, cette dernière effectuant le changement de fréquence proprement dit.

Il existe de nombreux montages oscillateurs possibles ; nous en avons étudié quelques-uns au cours du chapitre XV. Précisons cependant que dans le cas des étages changeurs de fréquence, les montages oscillateurs les plus fréquemment employés sont ceux des figures XV-4 et 5 (alimentation HT en série) ou leurs variantes des figures XV-6 et 7 (alimentation HT en parallèle). L'oscillateur à réaction cathodique représenté sur la figure XV-9 est également très utilisé.

Pour bien fixer les idées, nous allons reprendre le schéma du premier oscillateur que nous venons de citer, mais avec alimentation anodique en parallèle et tous les organes nécessités par son utilisation dans un étage changeur de fréquence. Ce nouveau schéma est dessiné sur la figure XVII-5. C'est ainsi que nous avons :

R_1 = résistance de fuite de grille.

R_2 = résistance d'alimentation anodique ; sur les récepteurs « tous courants » où la haute tension (HT) est assez faible, il est fréquent de remplacer R_2 par une bobine d'arrêt HF ; cette dernière arrête les oscillations HF, les empêche de fuir par l'alimentation (comme le fait R_2), mais la chute de tension en courant continu est négligeable.

C_1 = condensateur de liaison au circuit accordé de grille.

C_2 = condensateur de liaison au circuit de plaque.

L_1 = bobine du circuit accordé de grille.

L_2 = bobine d'entretien du circuit plaque.

Mais, en outre, nous avons :

CV = condensateur variable permettant de faire varier la fréquence des oscillations engendrées, selon la station à recevoir.

C_t = condensateur ajustable trimmer ;

C_p = condensateur ajustable padding ; ces deux derniers organes étant nécessaires, on s'en souvient, pour obtenir une variation correcte de la fréquence d'oscillation tout au long d'une gamme donnée (alignement).

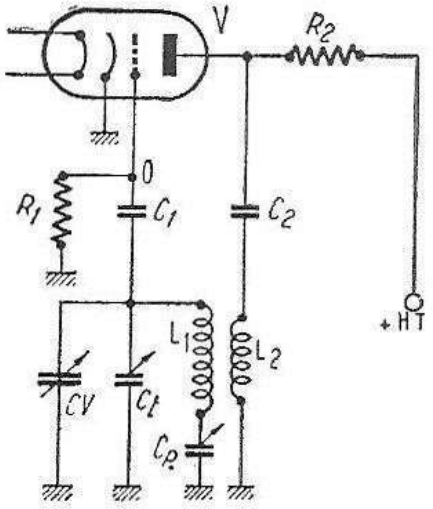


FIG. XVII-5

La résistance R_1 de fuite de grille est parcourue par un courant continu de faible intensité, courant prenant naissance lorsque le potentiel de grille atteint les régions positives de la caractéristique I_a/V_g (ceci du fait de la tension alternative de l'oscillation engendrée). Aux bornes de R_1, on dispose donc également de la tension alternative de l'oscillation ; on retrouve aussi cette oscillation dans le circuit anodique. Toutefois, le plus souvent, c'est sur la grille (point O) que l'on prélève la tension oscillatrice pour l'appliquer à une électrode du tube mélangeur.

Pour le début, pour mieux nous faire comprendre, nous avons représenté un tube triode V oscillateur *séparé*. Ce schéma est correct ; on emploie parfois un tube oscillateur absolument séparé du tube mélangeur, dans les récepteurs de trafic OC notamment. Mais, comme nous

allons le voir, dans les récepteurs normaux pour la radiodiffusion, le tube oscillateur et le tube mélangeur, le plus souvent, ne font qu'un. Cependant, n'anticipons pas.

Donc, au point O, nous disposons de la tension oscillatrice qui doit être appliquée au tube mélangeur. Ce dernier doit recevoir aussi la tension HF incidente de l'émetteur désiré recueillie par l'antenne. Pour éviter que les circuits d'accord et d'oscillateur ne réagissent l'un sur l'autre, on a fabriqué des tubes mélangeurs à plusieurs grilles, comportant notamment deux grilles de commande séparées par un écran, l'une recevant la tension oscillatrice et l'autre la tension HF incidente. C'est le cas du tube heptode équipant l'étage mélangeur représenté sur la figure XVII-6. Rappelons que l'on numérote les grilles dans le sens cathode vers anode. Nous avons :

Grille 1 = première grille de commande recevant la tension oscillatrice par l'intermédiaire du condensateur C_3, avec R_3, résistance de fuite ; le point O de cette figure étant évidemment relié au point O de la figure précédente (oscillateur).

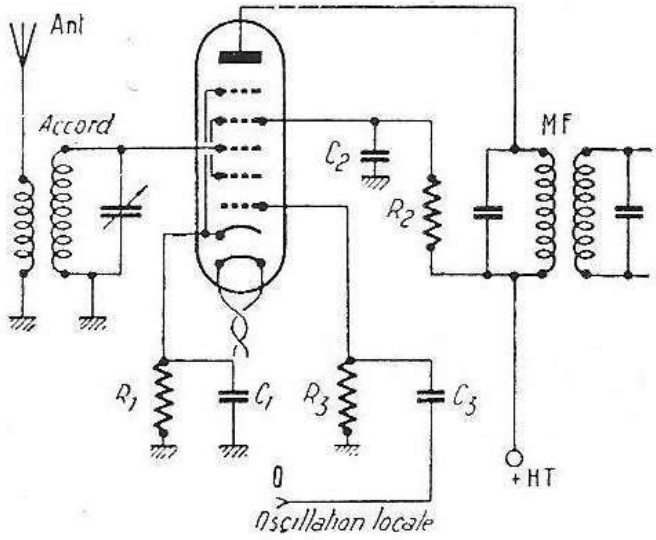


FIG. XVII-6

Grilles 2 *et* 4 = grilles écrans alimentées en courant continu par R_2 avec le condensateur de découplage C_2.

Grille 3 = deuxième grille de commande recevant la tension HF du signal incident mise en évidence aux bornes du circuit d'accord.

Grille 5 = grille suppressor.

On peut réaliser le même montage avec un tube hexode, tube comportant une grille en moins, la grille 5 ou suppressor, en l'occurrence.

Précisons également que dans certains tubes hexodes ou heptodes, les rôles des grilles 1 et 3 sont inversés : c'est la grille 1 qui reçoit le signal incident, et la grille 3, la tension d'oscillation. Le reste du montage ne change pas, et d'ailleurs le principe de fonctionnement est sensiblement le même.

La tension moyenne fréquence MF née du battement des deux tensions composantes appliquées aux grilles 1 et 3 du tube est mise en évidence dans le circuit anodique. En effet, le flux électronique est d'abord influencé par la tension alternative appliquée à G_1 ; puis, après avoir traversé la première grille écran G_2, il est encore influencé par la tension alternative appliquée à G_3. Il y a donc un « mélange » (1) électronique à l'intérieur du tube entraînant dans le circuit de plaque un courant alternatif (superposé au courant continu de l'alimentation HT) dont la fréquence est égale à la différence entre les fréquences des tensions « signal incident » et « oscillation ».

Le circuit accordé intercalé dans le circuit de plaque est évidemment réglé sur cette fréquence moyenne constante ou MF. Un second circuit toujours accordé sur la valeur MF est couplé au premier. Aux bornes de ce circuit secondaire, nous disposons d'une tension alternative MF (portant la modulation BF), tension que nous amplifierons avec le ou les étages d'amplification faisant suite, avant la détection. Revoir la figure XVII-2.

Jusqu'à présent, nous avons utilisé deux tubes bien séparés, l'un pour l'oscillateur, l'autre pour le mélangeur. Mais, comme nous l'avons dit, dans les récepteurs de radiodiffusion modernes, l'étage changeur de fréquence ne comporte qu'un tube. En réalité, ce tube, bien qu'unique,

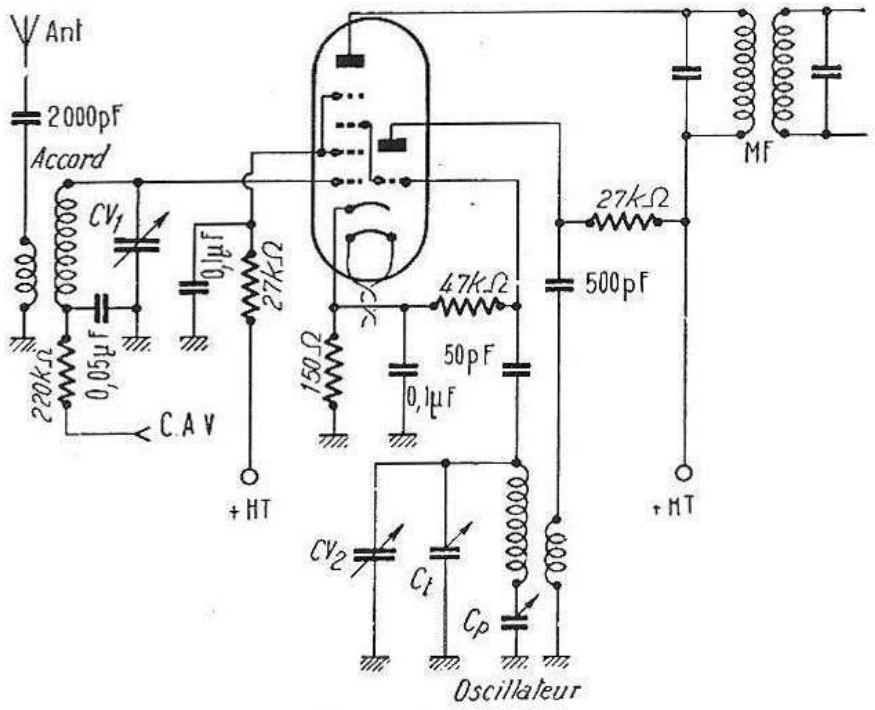


FIG. XVII-7

est un tube double : autrement dit, dans la même ampoule de verre, nous avons un triode et une hexode (ou une heptode), ces deux éléments ayant une cathode commune. A titre documentaire, nous représentons sur la figure XVII-7 le schéma d'un étage changeur de fréquence équipé

(1) On dit aussi « modulation » du flux électronique.

d'un tube triode-hexode, type ECH 42 ou ECH 81, par exemple. Nous n'insisterons pas davantage sur ce montage qui fonctionne exactement comme le précédent. Remarquons simplement la liaison directe, à l'intérieur du tube, entre la grile triode oscillatrice et la grille 3 de l'hexode mélangeuse (la grille 1 recevant le signal HF incident). Notons que dans certaines triodes-hexodes, la ECH81 notamment, cette liaison directe interne n'existe pas et il convient de la réaliser extérieurement sur le support du tube en reliant électriquement les cosses correspondant à ces électrodes.

Remarquons aussi l'application de la tension de commande automatique de volume (C.A.V.) à la base du circuit d'accord, commande automatique dont le rôle a été défini au cours du chapitre précédent. Il est évident que ce perfectionnement est facultatif et n'a absolument rien à voir dans le fonctionnement de l'étage *changeur de fréquence* proprement dit. D'ailleurs, on peut supprimer cette C.A.V. ; il suffit d'ôter la résistance de 220 kΩ et le condensateur de 0,05 µF, et de relier la base de la bobine d'accord directement à la masse (comme sur la figure XVII-6).

Enfin, dans tous les appareils modernes, moyennant l'alignement soigné de la commande unique, les condensateurs variables d'accord et d'oscillateur (CV_1 et CV_2) sont jumelés et entraînés par un même bouton, celui du cadran du récepteur.

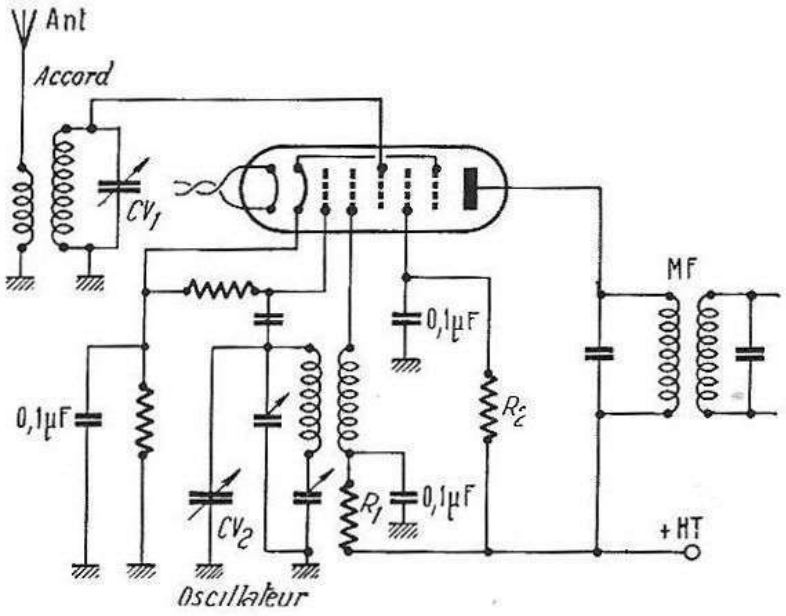


FIG. XVII-8

Avant d'utiliser, en quelque sorte, deux tubes dans la même ampoule, on a réalisé des montages changeurs de fréquence ne comportant qu'un seul et unique tube heptode. Un tel montage est schématisé sur la figure XVII-8. La grille 1 est la grille oscillatrice ; la grille 2 fait fonction de plaque oscillatrice (alimentation série par l'intermédiaire de la résistance R_1) ; la grille 3 reçoit le signal HF incident ; la grille 4 est

l'écran, et la grille 5, le suppressor relié à la cathode. L'écran (G_4) est alimenté à la tension continue convenable par l'intermédiaire de la résistance chutrice R_2.

Si l'on intercale une grille supplémentaire entre G_2 et G_3 de l'heptode, grille reliée électriquement à l'intérieur de l'ampoule à G_4, nous nous trouvons en présence d'une octode, tube qui eût son heure de succès. En fait, la grille recevant le signal HF incident était enfermée entre deux grilles-écrans, et la séparation avec le circuit d'oscillation était meilleure. Un exemple de montage changeur de fréquence avec tube octode est représenté plus loin. Pour l'instant, restons encore avec le tube heptode. Le montage représenté sur la figure XVII-8 n'est pas la seule façon d'utiliser le tube heptode ; on peut le monter différemment et notamment comme nous le voyons sur la figure XVII-9, montage cou-

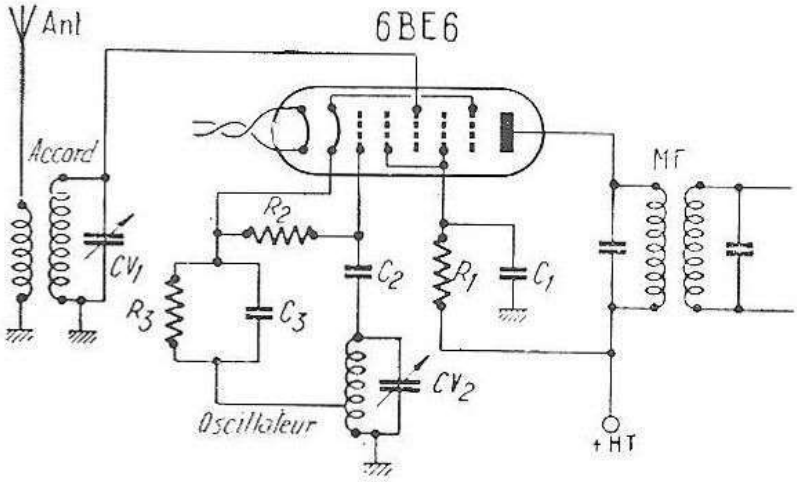


FIG. XVII-9

ramment répandu avec le tube type 6BE6. Dans cette dernière utilisation, la grille recevant le signal HF incident (G_3) est bien enfermée entre deux grilles-écrans (G_2 et G_4) ; d'où excellente séparation avec le circuit oscillateur. Quant à ce dernier, il est du type « à réaction cathodique » : retour de cathode sur une prise intermédiaire de la bobine oscillatrice ; dans ce montage oscillateur, l'anode est à un potentiel HF nul, et c'est la grille 2 (écran découplé à la masse par le condensateur C_1) qui tient, en même temps, le rôle de cette anode. Par ailleurs, nous avons :

R_1 = résistance chutrice d'alimentation des grilles-écrans ;

C_2 = condensateur de liaison de grille oscillatrice ;

R_2 = résistance de fuite de grille oscillatrice ;

R_3 C^3 = résistance et condensateur de polarisation.

Dans les schémas d'étages changeurs de fréquence vus jusqu'ici, pour plus de clarté, les détails des commutations des bobinages accord et oscillateur (changement de gammes d'ondes) ont été volontairement supprimés. Néanmoins, pour être complet, nous terminerons cette partie

en donnant le schéma d'un étage changeur de fréquence équipé d'un tube octode type EK2 et en représentant tous les détails de commutation des bobinages accord et oscillateur pour les gammes OC, PO et GO ; voir figure XVII-10. Notons tout de suite qu'en lieu et place du tube octode, nous pourrions prévoir un tube triode-hexode moderne, et cela ne changerait rien aux commutations qui nous intéressent présentement.

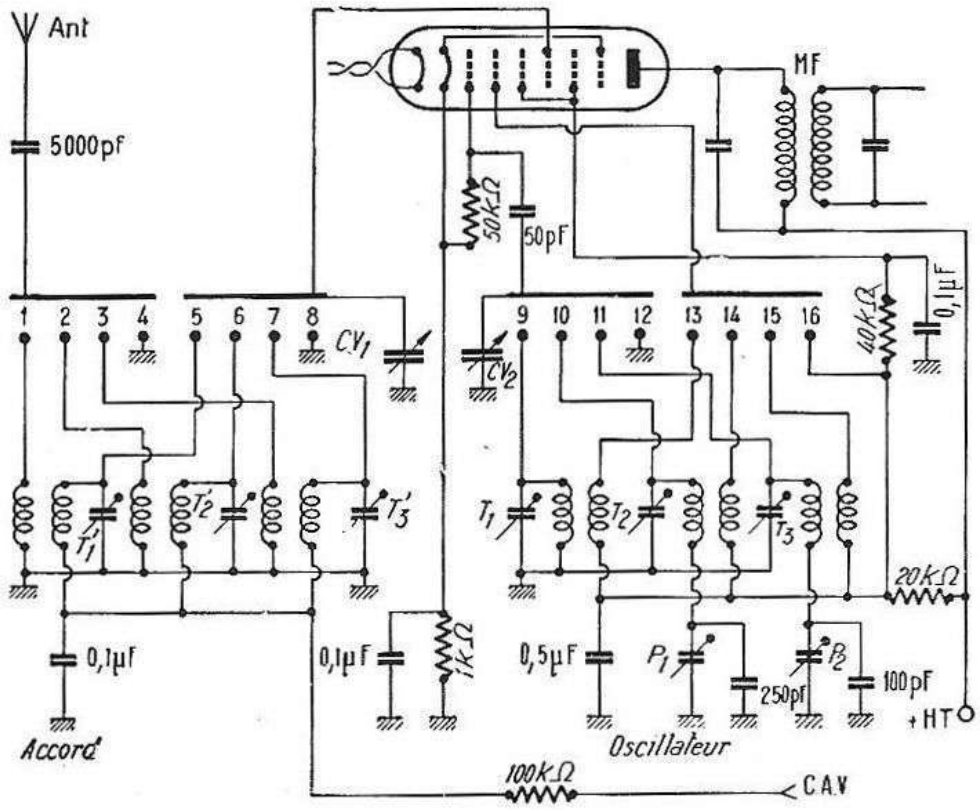


FIG. XVII-10

Nous avons le condensateur variable des circuits d'accord CV_1 et le condensateur variable des circuits oscillateurs CV_2. Notons les condensateurs trimmers oscillateurs T_1, T_2 et T_3, avec les paddings P_1 et P_2 (il n'y a pas de padding en « ondes courtes ». Citons également les trimmers d'appoint des circuits d'accord T'_1, T'_2 et T'_3, avec la liaison de la ligne de C.A.V. à la base de ces circuits.

Voici, en outre, quelques détails de la commutation. Les contacts s'établissent de la façon suivante :

OC = 1, 5, 9 et 13 fermés ;

PO = 2, 6, 10 et 14 fermés ;

GO = 3, 7, 11 et 15 fermés ;

PU = 4, 8, 12 et 16 fermés, supprimant toute réception radio ; en outre, un contact supplémentaire commute le pick-up à l'entrée de l'amplificateur BF du récepteur.

§ 3. — Pente de conversion

Au chapitre XIII, nous avons étudié les principales caractéristiques des tubes électroniques : le coefficient d'amplification, la résistance interne et la pente. Ces caractéristiques et leur détermination, soit par le calcul, soit à l'aide de courbes, restent valables pour les tubes mélangeurs dont nous nous occupons présentement, mais cependant avec une réserve en ce qui concerne la pente. En effet, nous avons dit que la pente d'un tube amplificateur quelconque était le rapport entre la *variation* de l'intensité anodique et la *variation* de la tension de grille correspondante ; ceci, pour une tension de plaque constante. Mathématiquement, on s'en souvient, cela s'écrit :

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$$

et la pente S s'exprime en milliampères par volt (mA/V).

Dans le cas particulier du tube mélangeur d'un étage changeur de fréquence, ce qui est intéressant de connaître est la variation de l'intensité anodique (sortie en courant MF) entraînée pour une variation donnée de la tension de grille d'entrée du signal HF incident. Ce rapport permet d'obtenir la pente de conversion S_c exprimée aussi en mA/V. Nous avons donc :

$$S_c = \frac{\Delta V_g \text{ HF}}{\Delta I_a \text{ MF}}$$

avec ΔI_a MF = variation de l'intensité anodique (sortie MF) exprimée en milliampères, pour ΔV_g HF = variation de la tension grille d'entrée du signal incident HF, exprimée en volt.

§ 4. — Liaisons étage HF-étage CF

Les étages HF d'amplification précédant l'étage changeur de fréquence n'existent pas toujours sur les récepteurs de radiodiffusion. Lorsqu'on n'utilise pas d'étage haute fréquence, le circuit collecteur d'ondes (antenne-terre, par exemple) attaque directement le circuit grille d'accord de l'étage changeur de fréquence, comme nous l'avons représenté sur les figures précédentes.

Si l'on utilise un étage amplificateur HF avant le changeur de fréquence, le circuit collecteur d'ondes est évidemment relié à l'entrée de cet étage d'amplification.

Nous avons déjà étudié les amplificateurs HF au chapitre XVI ; nous n'y reviendrons donc pas. Mais il importe que nous sachions associer l'étage HF à l'étage CF, le cas échéant, et nous connaîtrons ainsi la première partie du schéma des récepteurs modernes de radiodiffusion. C'est ce que nous avons voulu montrer sur la figure XVII-11, où V_1 est le tube amplificateur pentode HF, et V_2, le tube triode-hexode changeur de fréquence. Pour la simplification du schéma, nous avons volontaire-

ment supprimé les commutations des bobinages (gammes d'ondes). Nous disposons donc de deux circuits d'accord, le premier à l'étage HF, le second à l'étage mélangeur. Les trois condensateurs variables CV_1, CV_2 et CV_3 (HF, mélangeur et oscillateur) sont montés en ligne pour la commande unique.

Nous remarquons aussi l'application de la tension de C.A.V. à la base des circuits d'accord des étages HF et CF. Notons cependant que lorsqu'on emploie un étage HF, on préfère bien souvent n'appliquer la tension de C.A.V. qu'à cet étage haute fréquence ; la base du circuit d'accord de l'étage mélangeur est alors reliée à la masse.

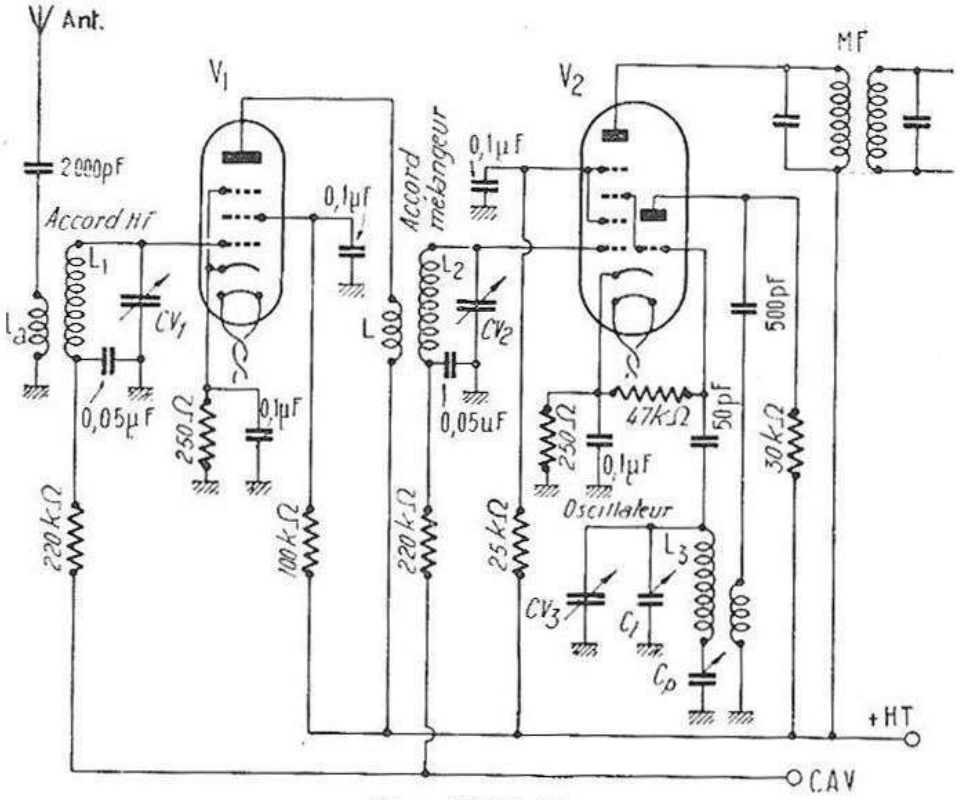


FIG. XVII-11

Les valeurs des résistances et condensateurs ne sont données que pour renseigner le lecteur sur l'ordre de grandeur de ces éléments.

Le système de liaison entre ces deux étages est très simple et c'est le meilleur qui soit ; il est réalisé par une bobine L intercalée dans le circuit anodique du tube amplificateur HF, et couplée à la bobine L_2 du circuit d'accord grille du tube mélangeur.

Mais d'autres systèmes de liaison sont possibles et parfois utilisés pour des raisons d'ordre pratique : amplificateur HF séparé, cadre collecteur d'ondes séparé avec amplificateur HF incorporé, etc. Ces systèmes de liaison sont représentés sur la figure XVII-12.

En A, nous avons une liaison par un condensateur de 100 pF de l'anode du tube amplificateur HF-V_1 au circuit de grille du tube mélan-

geur (bobine L_2). Dans le circuit anodique du tube HF, on peut soit intercaler une résistance R de 10 kΩ environ, soit monter une bobine d'arrêt haute fréquence Ch.

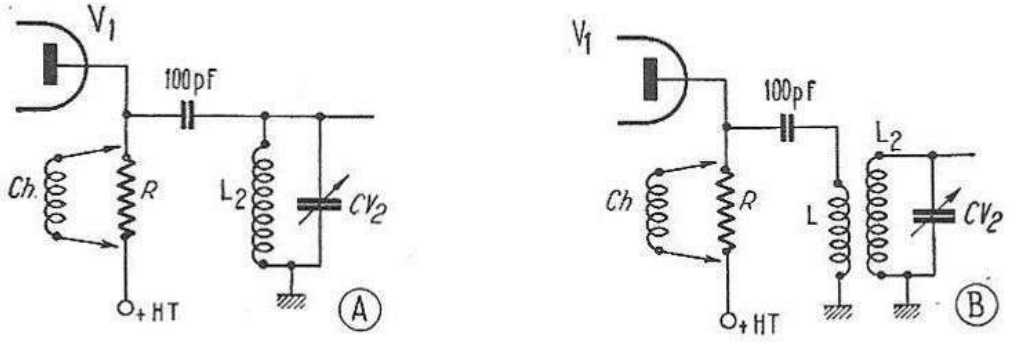


FIG. XVII-12

En B, nous retrouvons les mêmes dispositions possibles pour le circuit anodique du tube HF. Nous avons également le condensateur de liaison de 100 pF, mais il aboutit à une bobine L couplée à la bobine L_2 du circuit d'accord mélangeur.

Problèmes se rapportant aux leçons précédentes

Problème n° 46. – On a un récepteur à changement de fréquence accordé successivement sur les fréquences suivantes pour l'audition des émetteurs correspondants :

200 kc/s (GO)
1 000 kc/s (PO)
7 Mc/s (OC)
17 Mc/s (OC)

Pour les gammes GO et PO, l'oscillateur est établi pour fonctionner sur « fréquence supérieure » ; en OC, il fonctionne sur « fréquence inférieure ».

On demande quelles sont les fréquences-images indésirables susceptibles d'être reçues :

a) Si la valeur MF est 120 kc/s ;
b) Si la valeur MF est 455 kc/s ;
c) Si la valeur MF est 1.600 kc/s.

Problème n° 47. — Nous disposons d'un récepteur à changement de fréquence dont le schéma des étages HF et CF est conforme à celui que nous avons représenté sur la figure XVII-11. Ce récepteur ne fonctionne pas ; après examen, nous doutons de l'oscillateur de l'étage changeur de fréquence. Quelle mesure pouvons-nous effectuer pour être renseignés de façon certaine sur le fonctionnement ou le non fonctionnement de cet oscillateur ?

CHAPITRE XVIII

L'amplification M F

§ 1. — Montage d'un amplificateur MF

Nous n'allons pas nous éterniser sur la théorie de l'amplification MF (ou FI, fréquence intermédiaire). En effet, un amplificateur MF fonctionne exactement comme un amplificateur HF (voir chapitre XIV, § 8, et chapitre XVI). L'amplificateur MF est même beaucoup plus simple, en ce sens que la fréquence du courant à amplifier est constante ; il n'y aura donc pas de commutation de bobinages, ni de condensateurs variables (simplement des condensateurs ajustables pour le réglage des circuits accordés, une fois pour toutes, sur la fréquence dite MF).

Qu'allons-nous demander à l'amplificateur MF ? Il faut d'abord obtenir l'amplification suffisante de la tension MF disponible à la sortie de l'étage changeur de fréquence ; en fait, la tension MF doit être d'*amplitude suffisante* pour être appliquée au détecteur, afin que la détection s'opère bien dans la *partie linéaire* de la caractéristique dudit détecteur, et non uniquement au pied coudé de cette caractéristique (revoir chapitre IX, § 1).

Ensuite, il faut obtenir l'amplification de la tension MF désirée, et de cette tension seulement, à l'exclusion des tensions de fréquences voisines (supérieures ou inférieures) de la valeur MF. En d'autres termes, l'amplificateur MF doit être *sélectif*. Il comporte donc, pour cela, le maximum possible de circuits accordés dans les liaisons inter-étages. Ceci est représenté sur la figure XVIII-1. Un premier circuit accordé L_1 C_1 est monté dans le circuit anodique du tube mélangeur changeur de fréquence ; un second circuit accordé L_2 C_2 est monté dans le circuit de grille de commande du tube amplificateur MF. Les circuits L_1 C_1 et L_2 C_2 sont accordés sur la valeur moyenne fréquence, une fois pour toutes, par le réglage des condensateurs ajustables C_1 et C_2 ; l'ensemble L_1 C_1 L_2 C_2 porte le nom de « transformateur MF ». Dans les transformateurs MF modernes, on préfère utiliser des condensateurs fixes, et l'accord sur la fréquence MF est obtenu par le réglage des noyaux de fer pulvérisé des bobinages (cas des transformateurs MF représentés sur la figure XVIII-2).

La liaison est obtenue par le couplage électromagnétique des bobines L_1 et L_2, et la détermination de ce couplage est très importante. En

effet, nous devons « passer » la fréquence MF, mais aussi les fréquences latérales de modulation « portées » par le courant MF. Le couplage entre les circuits accordés doit être tel que la courbe de sélectivité ne soit pas exagérée, ne soit pas trop pointue au sommet, mais présente en même temps des flancs abrupts, permettant le passage des bandes latérales de modulation et le rejet des fréquences voisines non désirées ; c'est le couplage critique. Nous ne nous étendrons pas davantage sur cette importante question, puisqu'elle a déjà été étudiée en détails au chapitre VIII, § 3 - Filtre de bande (ou tesla), question que nous conseillons de revoir ici très attentivement.

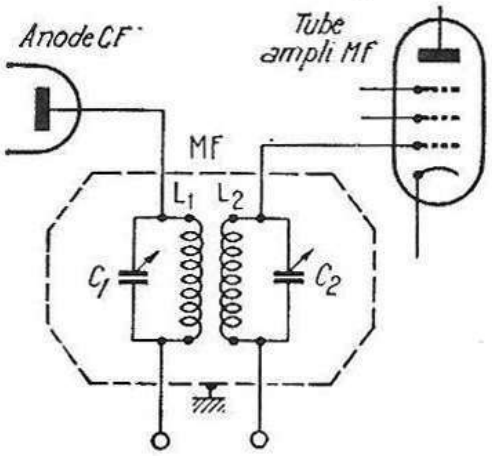


FIG. XVIII-1

Au point de vue pratique, le transformateur MF est placé à l'intérieur d'un boîtier métallique relié à la masse (traits pointillés sur la figure XVIII-1), afin d'éviter tout couplage avec des circuits extérieurs.

Sur la figure XVIII-2, nous représentons le schéma d'un étage amplificateur MF. A la sortie de l'étage changeur de fréquence, nous avons un premier transformateur moyenne fréquence MF_1, dont le secondaire attaque la grille de commande du tube pentode amplificateur V ; l'autre extrémité du secondaire du transformateur MF_1 pourrait être connectée à la masse ; cependant, on préfère la relier à la ligne de C.A.V. pour obtenir une compensation des effets du fading. Rappelons que les dispositifs de commande automatique de volume (C.A.V.) seront étudiés ultérieurement.

Par ailleurs, nous avons :

R_1 = résistance de polarisation cathodique dont la valeur dépend du type de tube amplificateur utilisé ;

C_1 = condensateur de fuite de cathode (généralement 0,1 µF) ;

R_2 = résistance chutrice d'alimentation de l'écran ; valeur selon le type de tube ;

C_2 = condensateur de fuite d'écran (généralement 0,1 µF).

Enfin, dans le circuit anodique du tube amplificateur MF, nous avons le second transformateur moyenne fréquence MF_2, dont les extrémités A

et B du secondaire aboutissent généralement à l'étage détecteur. Toutefois, dans quelques récepteurs de grande classe, on utilise deux étages d'amplification MF ; dans ce cas, les connexions A et B aboutissent à un second tube amplificateur dans le circuit anodique duquel nous avons un troisième transformateur MF dont le secondaire est alors finalement relié au détecteur. Autrement dit, dans le cas d'un récepteur comportant deux étages moyenne fréquence, l'amplificateur MF total est la reproduction deux fois successives du schéma de la figure XVIII-2.

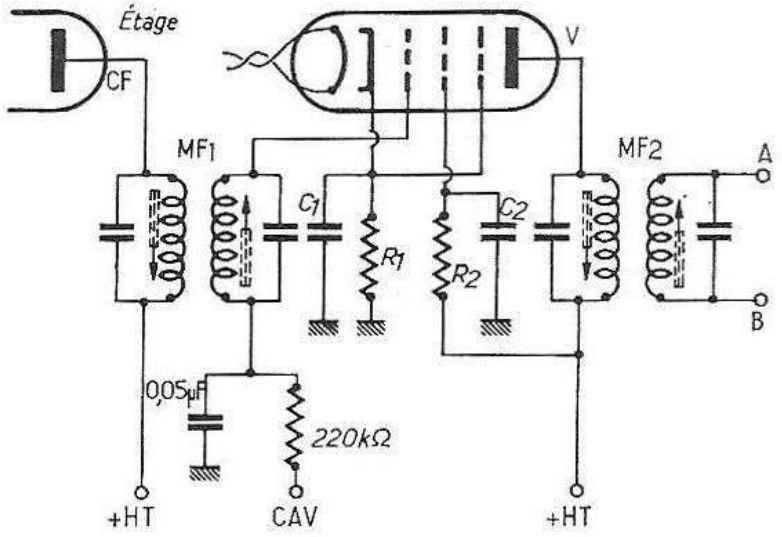


FIG. XVIII-2

Deux étages MF permettent évidemment une amplification beaucoup plus grande, mais surtout offrent la possibilité d'obtenir une courbe de sélectivité se rapprochant beaucoup de la forme idéale, c'est-à-dire du rectangle (voir chapitre VIII, § 3).

Rappelons également qu'avec le type de transformateur MF représenté sur la figure XVIII-2, le réglage de ceux-ci sur la fréquence intermédiaire s'effectue par l'ajustage des noyaux de fer pulvérisé des primaires et secondaires. Pour les récepteurs de radiodiffusion, la valeur standardisée de cette moyenne fréquence est de 455 kc/s.

Dans certains récepteurs de classe, le premier transformateur moyenne fréquence est parfois remplacé par un transformateur à sélectivité variable. C'est ce que nous avons représenté sur la figure XVIII-3. La variation de sélectivité (ou variation de la *largeur* de la bande passante) est obtenue par la manœuvre d'un inverseur *Inv.* à trois positions provoquant une variation de couplage entre primaire et secondaire. Selon la position de l'inverseur, on met en service, ou non, quelques spires du secondaire qui sont surcouplées à l'enroulement primaire. Les positions sont les suivantes :

1 = sélectivité maximum ; bande passante étroite ;

2 = sélectivité moyenne ;

3 = sélectivité minimum, large bande passante.

Lorsqu'il est possible d'utiliser la dernière position (3), cas de la réception d'émetteurs locaux puissants, il ne faut pas manquer de le faire. En effet, c'est dans cette position que l'on bénéficie de la meilleure musicalité. On se souvient, en fait, que plus la sélectivité est grande, plus les aiguës de la modulation sont affaiblies. Pour la réception des stations faibles ou perturbées, on emploie soit la position 1, soit la position 2.

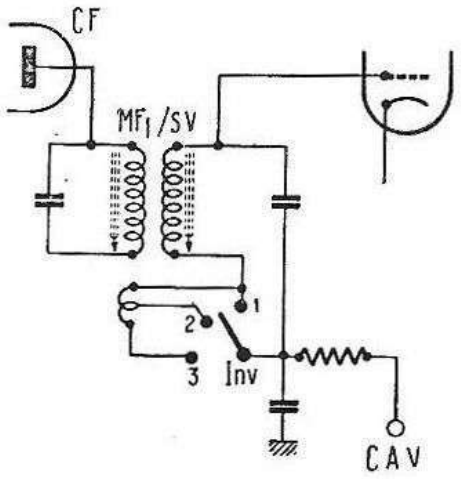


FIG. XVIII-3

Pour terminer cette partie, nous voudrions donner quelques renseignements d'ordre pratique quant à l'utilisation des transformateurs MF.

1° Au câblage, il importe que l'on fasse s'éloigner rapidement l'une de l'autre les connexions de grille et de plaque du tube amplificateur. Si ces connexions voisinent, il peut se produire un couplage par capacité qui se traduit par une auto-oscillation de l'étage au moment du réglage des transformateurs MF.

2° Il faut toujours employer des transformateurs moyenne fréquence établis pour les types de tubes équipant les étages CF et MF ; en effet, il y a une question d'impédance optimum anodique à respecter selon le type de tube utilisé. Ainsi, les tubes genre 6BA6, par exemple, sont dits à basse impédance ; il faudra donc employer des transformateurs à basse impédance : rapport $\frac{L}{C}$ faible.

Les tubes genre EF41, par contre, exigent, au contraire, des transformateurs à impédance plus grande : rapport $\frac{L}{C}$ supérieur. Donc, n'utiliser que des transformateurs MF établis pour les types de tubes équipant le récepteur.

§ 2. — Les tubes à pente variable

Nous avons déjà dit quelques mots sur la commande automatique de volume (C.A.V.), principalement sur son but. Ce dispositif constituant un perfectionnement incontestable, présent sur tous les récepteurs modernes, sera étudié en détail au cours du chapitre suivant. Nous voudrions simplement rappeler que la C.A.V. consiste à mettre en évidence une tension continue négative *proportionnelle* à l'amplitude des signaux reçus. Plus les signaux détectés sont importants, plus cette tension continue est négative. Si on applique cette tension négative aux grilles des tubes amplificateurs, nous allons augmenter leur polarisation ; ces tubes amplifieront moins, ils seront freinés, et cela, d'autant plus que le signal reçu est important. On conçoit alors qu'il soit possible d'atteindre un certain équilibre de l'amplification qui tend alors à fournir des signaux sonores d'un volume à peu près constant, même s'il y a des variations dans l'amplitude des signaux reçus.

Nous avons dit aussi que la tension de C.A.V. pouvait être appliquée aux retours des grilles de commande des tubes amplificateurs HF et MF, et même du tube changeur de fréquence ; nous l'avons également représenté sur nos figures. Mais il y a cependant encore une condition pour que cette commande automatique agisse et fonctionne correctement : il faut utiliser des tubes *à pente variable,* c'est-à-dire des tubes dont la pente de la caractéristique I_a/V_g diminue régulièrement, progressivement, au fur et à mesure que la tension négative de grille (la polarisation) augmente. Ainsi, sur la figure XVIII-4, en I, nous représentons

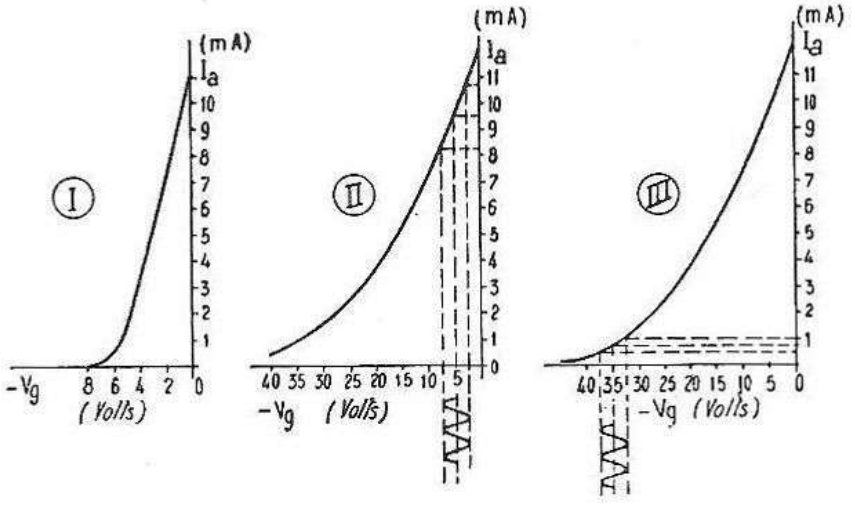


FIG. XVIII-4

la caractéristique I_a/V_g d'un tube normal à pente fixe. Nous voyons facilement que si nous choisissons un point de fonctionnement à —1 volt ou à —4 volts, par exemple, la pente de la caractéristique est absolument la même ; en outre, brutalement, à —7 volts, le tube est bloqué ; il n'amplifie plus. La variation de polarisation provoquée par la C.A.V.

ne provoque donc pas de variation d'amplification correspondante, ou alors bloque le tube ; le but recherché n'est donc pas atteint. Il faut nécessairement utiliser un tube à pente variable dont la caractéristique a la forme bien particulière représentée en II, figure XVIII-4. Une telle caractéristique I_a/V_g à pente variable est obtenue par la structure interne du tube, et notamment par la forme spéciale de sa grille de commande. Si le tube considéré est polarisé à —5 V, nous voyons que la variation de tension alternative à amplifier se traduit par une variation de l'intensité anodique I_a allant de 8,2 à 10,8 mA environ (de crête à crête) ; ceci donné à titre d'exemple uniquement.

Par contre, si le tube est polarisé à —35 volts (en III), cette même variation de tension alternative à amplifier se traduit par une variation d'intensité anodique allant de 0,5 à 1 mA environ, *seulement.* On touche bien du doigt, si l'on peut dire, la variation de pente ainsi obtenue, variation de pente qui est fonction de la polarisaton négative de grille de commande. Et pour que la C.A.V. fonctionne bien, il faut que la variation de pente de la caractéristique I_a/V_g soit très régulière lorsque la tension de polarisation négative de grille augmente.

Pour terminer, disons que nous emploierons toujours des tubes à pente variable pour équiper les étages amplificateurs HF et MF lorsque nous voudrons leur appliquer la commande automatique de volume, et précisons aussi que la pente donnée dans les caractéristiques des tubes à pente variable correspond toujours à la pente maximum.

CHAPITRE XIX

L'étage détecteur et la commande automatique de volume

Nous n'allons pas reprendre l'étude du fonctionnement de l'étage détecteur ; ceci a déjà été vu au chapitre IX, et notamment au chapitre XII (Détection par lampe diode). Nous nous bornerons simplement, au point de vue pratique, à redonner les deux montages détecteurs à lampe diode les plus couramment utilisés :

a) Le montage série, parce que la résistance de détection R_d est en série avec la diode (voir figure XIX-1) ;

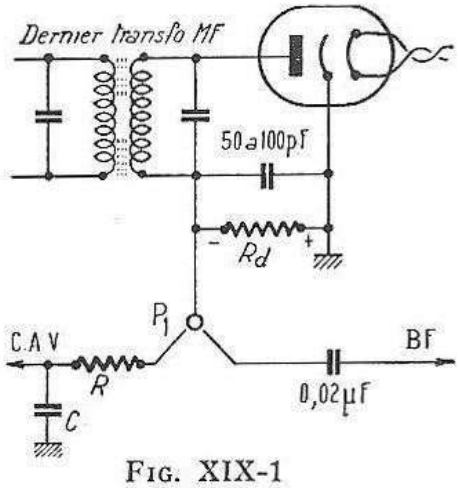


FIG. XIX-1

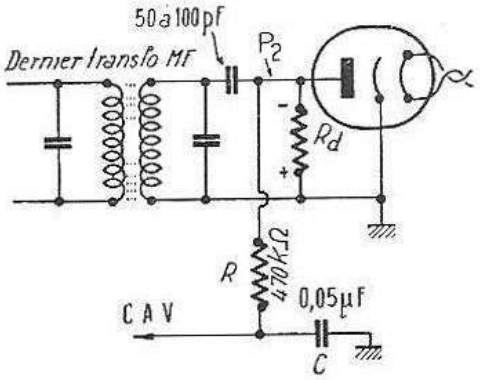


FIG. XIX-2

b) Le montage parallèle, parce que la résistance de détection R_d est en parallèle avec la diode (voir figure XIX-2).

Lorsque le signal MF chargé de la modulation est appliqué à la diode du montage de la figure XIX-1, nous disposons d'abord d'une tension détectée *continue* dont la valeur est proportionnelle à l'amplitude dudit signal MF. Cette tension négative par rapport à la masse est disponible au point P_1. Etant donné que cette tension négative est *proportionnelle* à l'amplitude du signal MF (nous insistons sur ce point), nous pourrons donc l'utiliser comme tension de commande automatique de volume, tension qui sera appliquée aux retours des grilles de commande des tubes amplificateurs HF ou MF à pente variable. Mais, au point P_1, nous avons aussi le signal BF détecté. Aussi, allons-nous inter-

caler une cellule de découplage R de 470 kΩ et C de 0,05 µF qui laisse parfaitement passer la tension continue négative de commande (C.A.V.), mais qui s'oppose au passage des signaux alternatifs BF.

Quant à ces derniers, ils sont simplement canalisés vers l'étage amplificateur de tension BF, par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison (capacité de l'ordre de 0,02 µF environ). En effet, ce condensateur se laisse bien traverser par les courants alternatifs BF, mais s'oppose au passage de la tension continue de C.A.V.

Avec le montage de la figure XIX-2, le fonctionnement est le même, et aux bornes de la résistance de détection R_d, nous disposons également d'une tension continue (négative par rapport à la masse) dont la valeur est proportionnelle à l'amplitude des signaux MF appliqués. Toutefois, il nous faut préciser que ce second montage est assez peu employé pour la détection des signaux BF ; on ne lui demande, en général, que de fournir la tension négative de C.A.V., tension disponible au point P_2 et filtrée par la cellule de découplage RC habituelle.

La C.A.V. tend à maintenir à peu près constant le *volume sonore* délivré par le récepteur, qu'il s'agisse d'une station faible ou puissante, d'une station locale ou d'une station éloignée, ou enfin qu'il s'agisse d'une variation périodique du champ électromagnétique (ou fading) durant l'écoute d'une station donnée. Voilà pourquoi on parle de commande automatique de volume ou C.A.V. Mais, afin de prévenir toutes surprises inutiles, précisons que cette même commande s'appelle parfois, soit commande automatique de gain (C.A.G.), soit commande automatique de sensibilité (C.A.S.), et qu'il s'agit toujours des mêmes circuits, des mêmes montages.

Au cours des études des étages HF et MF, nous avons déjà parlé plusieurs fois de la commande automatique de volume. Nos lecteurs doivent maintenant comprendre parfaitement le fonctionnement de l'*ensemble*. Plus l'émetteur écouté est reçu puissamment, plus la tension négative de C.A.V. est importante ; si, au contraire, les signaux reçus faiblissent, la tension négative de C.A.V. diminue. En appliquant cette tension négative de commande à la grille 1 des tubes amplificateurs HF ou MF (voire à la grille de commande du tube changeur de fréquence), les variations de cette tension négative se traduisent comme des variations de polarisation de ces tubes, c'est-à-dire comme des modifications de leur amplification. Ceci, bien entendu, à condition d'employer des tubes amplificateurs à pente variable, comme il a été expliqué précédemment (chapitre XVIII, § 2).

L'amplification étant modifiée, le signal MF appliqué au détecteur voit aussi son amplitude modifiée ; la valeur de la tension continue de commande change à son tour dans le sens convenable. Et l'on conçoit bien ce cycle de réagissements successifs qui font qu'un équilibre est rapidement obtenu et que l'amplitude des signaux MF appliqués à la détection est sensiblement constante, quelle que soit la valeur du champ électromagnétique de l'émetteur reçu (ou les variations de ce champ).

Le montage de la figure XIX-1 cumulant les fonctions de détection BF et de C.A.V. est parfois employé. Cependant, on préfère souvent le

montage avec deux diodes, une diode pour la détection BF, et l'autre diode pour la C.A.V. En outre, le montage avec deux diodes permet d'obtenir la commande automatique *différée* du volume dont nous allons parler maintenant.

D'après ce que nous avons étudié jusqu'ici, nous voyons qu'une tension négative de commande (disons « de freinage ») apparaît aux bornes de la résistance de détection, dès qu'une station est reçue... même si les signaux sont faibles. Bien entendu, la tension négative étant proportionnelle à l'amplitude du signal reçu, sera de faible valeur ; mais elle existera néanmoins et provoquera, en conséquence, un léger freinage de l'amplification, même dans le cas des signaux faibles. Il serait donc intéressant que cette réduction de l'amplification ne se produise pas pour des signaux faiblement reçus, mais seulement lorsque le signal atteint ou dépasse un certain niveau. C'est ce qui se passe avec le montage de commande automatique différée du volume, montage le plus répandu actuellement et dont nous donnons un schéma sur la figure XIX-3.

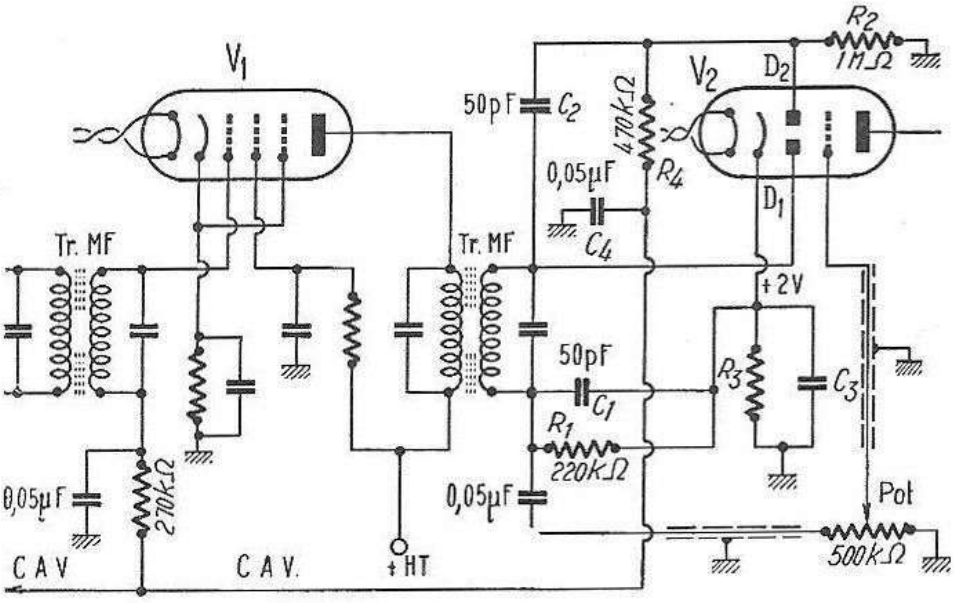


FIG. XIX-3

Nous avons le tube V_1, amplificateur MF, et le tube V_2, double diode triode ; l'élément triode est utilisé en amplificateur de tension BF. Quant aux diodes, la diode D_1 assure la détection des signaux BF et la diode D_2 est utilisée pour la commande automatique différée. La diode D_1 est attaquée directement par le dernier transformateur MF, tandis que la diode D_2 est reliée à ce même transformateur par l'intermédiaire d'un condensateur de 50 pF (C_2). Notons que, dans certains cas, les signaux appliqués à la diode D_2 ne sont pas prélevés sur le secondaire du transformateur MF, mais sur le primaire (anode du tube V_1). Toutefois, ceci ne change rien au principe de fonctionnement du montage.

Du fait de la résistance de polarisation de cathode R_3 du tube V_2 (élément triode), cette cathode est positive par rapport à la masse ; disons qu'elle est à +2 volts pour fixer les idées. Or, cette cathode est aussi la cathode des deux éléments diodes D_1 et D_2.

Cette tension positive de cathode ne modifie absolument pas le fonctionnement de la diode D_1, car nous remarquons que le retour de la résistance de détection R_1 ne se fait pas à la masse, *mais à la cathode.* Les signaux MF à détecter sont donc bien appliqués entre anode et cathode de la diode D_1.

Par contre, la résistance de détection R_2 de la diode D_2 de C.A.V. est reliée à la masse. Le potentiel au repos de l'anode de D_2 est donc inférieur de 2 volts (dans notre exemple) au potentiel de la cathode (puisque cette dernière est à +2 V par rapport à la masse). Lorsqu'une station est reçue, le signal MF correspondant est appliqué à l'anode de D_2. Tant que l'amplitude de ce signal reste inférieure à 2 volts, l'anode de D_2 reste négative par rapport à la cathode, et aucune détection pour la C.A.V. n'est effectuée.

Dès que l'amplitude du signal MF augmente et dépasse les 2 volts que nous nous étions fixés, il y a détection. En effet, supposons que ce signal atteigne 3 volts, l'anode de D_2 est positive de 1 volt par rapport à la cathode ($3 - 2 = 1$ volt) ; la diode D_2 est alors débloquée durant ce dépassement positif de 1 volt (des alternances positives du signal MF). Il y a détection et la tension négative de C.A.V. correspondante est disponible aux bornes de la résistance R_2.

Voyons cela de plus près. Lorsque les alternances positives du signal MF sont suffisantes pour débloquer la diode D_2, un courant traverse cette dernière et charge le condensateur C_2. Durant les alternances négatives du signal MF pour lesquelles D_2 est bloquée (c'est-à-dire non conductrice), le condensateur C_2 se décharge sur la résistance R_2 développant aux bornes de celle-ci une tension négative par rapport à la masse. Le courant dans la diode, et, en couséquence, la tension négative aux bornes de R_2, sont d'autant plus importants que l'amplitude des signaux MF appliqués augmente. Mais nous avons vu que cette tension négative ne commence à apparaître que pour une certaine valeur de l'amplitude des signaux MF appliqués (à partir de 2 volts et au-dessus, dans notre exemple). Cette tension négative étant utilisée pour la C.A.V., il n'y a donc pas de « freinage » pour les signaux déjà reçus faiblement.

La tension de C.A.V. est immédiatement filtrée par une cellule R_iC_i, puis appliquée aux retours des grilles 1 des tubes amplificateurs par l'intermédiaire d'une nouvelle cellule RC (une pour chaque étage amplificateur).

Sur la figure XIX-3, nous avons représenté l'application de la tension de C.A.V. à l'étage amplificateur MF (tube V_1) ; puis, la ligne de C.A.V. se poursuit vers les étages précédents. Rappelons qu'il existe deux procédés d'application de la tension de C.A.V. aux grilles des tubes amplificateurs : en série et en parallèle ; à ce sujet, revoir le chapitre XVI.

Les signaux BF détectés apparaissant aux bornes de la résistance R_1 sont appliqués par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,05 µF à un potentiomètre de 500 kΩ permettant le réglage manuel de la puissance de l'audition. Le curseur de ce potentiomètre est relié à la grille de l'élément triode du tube V_2 (amplification BF de tension).

Abordons maintenant quelques variantes de montages pratiques. Avec le montage de la figure XIX-3, nous avons supposé l'emploi d'un tube double diode triode, la section triode étant employée comme amplificateur de tension BF. Un montage très voisin peut être réalisé avec un tube double diode pentode, la partie pentode étant utilisée également en amplificatrice de tension BF.

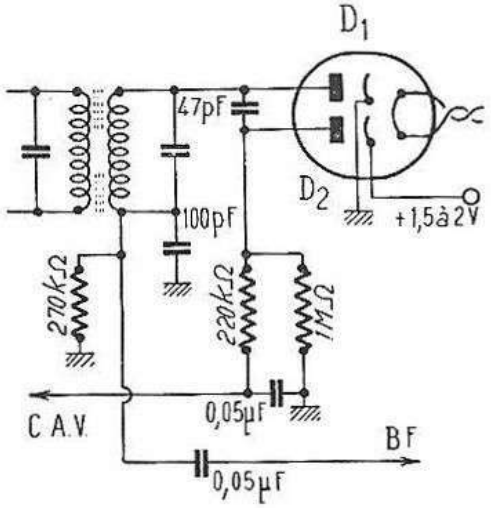


FIG. XIX-4

Mais il est possible d'envisager l'emploi d'un tube double diode séparé. Ce montage est représenté sur la figure XIX-4. La diode D_1 est utilisée pour la détection des signaux BF, et la diode D_2 pour la C.A.V. différée. L'action différée est obtenue en portant la cathode de la diode D_2 à une tension positive de 1,5 à 2 volts (en la reliant, par exemple, à la cathode du tube amplificateur de tension BF ou à la cathode du tube amplificateur MF).

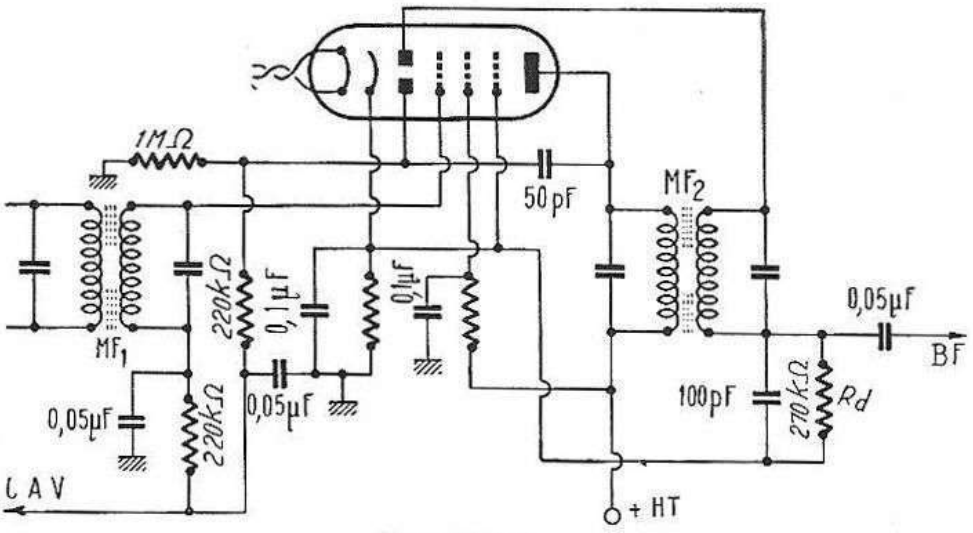


FIG. XIX-5

Une autre variante de réalisation pratique est montrée sur la figure XIX-5. Il s'agit de l'utilisation d'un tube double diode pentode

dans lequel la section pentode fonctionne en amplificateur MF. Le retour de la résistance de détection R_d s'effectue donc à la cathode du tube ; la deuxième diode assure la C.A.V. Comme on le voit, tous ces montages sont équivalents et fonctionnent de la même façon. Il est d'ailleurs possible de signaler encore d'autres variantes de montages pratiques :

a) Une diode pour la détection des signaux BF incluse dans le tube amplificateur de tension basse fréquence, l'autre diode pour la C.A.V. étant incluse dans le tube amplificateur MF ;

b) Ou inversement ;

c) Les deux diodes incluses dans le tube amplificateur BF de puissance.

Indicateurs d'accord

Pour obtenir une bonne qualité de reproduction, il importe que le récepteur soit bien accordé sur la station désirée. Ce réglage doit être bien « centré » et ne doit pas se faire sur l'une ou l'autre des bandes latérales. D'ailleurs, avec un peu d'habitude, l'oreille seule permet de réaliser un accord, un réglage, suffisamment bien centré. Néanmoins, pour obtenir un réglage très précis, on a imaginé les indicateurs d'accord. Divers types ont été proposés, mais tous reposent sur le principe que lorsque l'accord parfait sur un émetteur reçu est obtenu, la tension continue aux bornes de résistance de détection est maximum.

Le plus ancien des indicateurs d'accord consistait en un simple milliampèremètre (déviation totale pour 10 mA environ) que l'on intercalait dans le circuit anodique d'un tube amplificateur (étage MF généralement) sur lequel était appliquée la tension de C.A.V.

Un montage de ce genre est représenté sur la figure XIX-6.

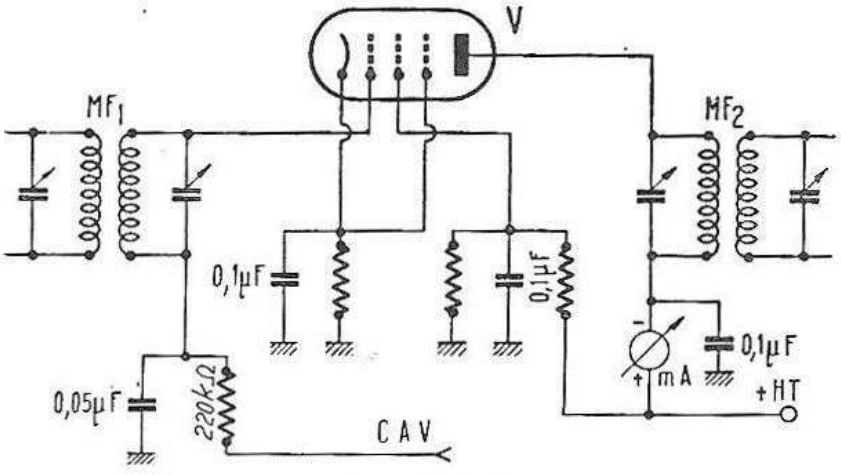


FIG. XIX-6

La tension négative de C.A.V. étant maximum à l'accord exact, l'intensité anodique du tube V sur lequel est appliquée la C.A.V. est donc *minimum*. A l'accord exact, la déviation du milliampèremètre *mA* est minimum. On a construit également des milliampèremètres dont l'aiguille était porteuse d'une petite plaquette se déplaçant dans un faisceau lumi-

neux ; une ombre était alors provoquée sur un verre mat. De la grandeur de l'ombre dépendait l'accord sur l'émetteur reçu.

Nous n'insisterons pas davantage sur ces procédés maintenant abandonnés, et nous aborderons immédiatement les *indicateurs cathodiques d'accord* (appelés également « œil magique »). Il s'agit d'un tube électronique comportant notamment une triode (fig. XIX-7). La grille de la triode est reliée à la ligne de C.A.V., grille dont la tension négative est maximum à l'accord exact. L'anode de la triode est connectée à la ligne +HT d'alimentation par l'intermédiaire d'une forte résistance R (de l'ordre de 1 MΩ). Les variations de tension de la C.A.V. se traduisent par des variations d'intensité anodique de cet élément triode et, en conséquence, par des variations de tension aux bornes de la résistance R. Ce sont ces variations de tension de plaque que l'on met à profit pour obtenir l'indication d'accord proprement dite.

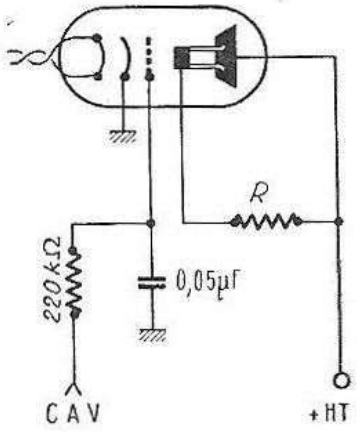


Fig. XIX-7

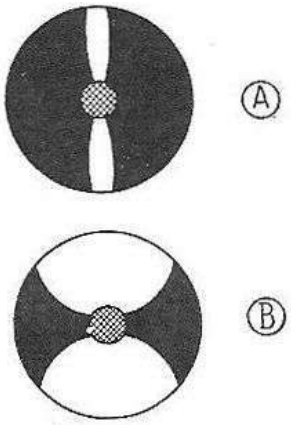


Fig. XIX-8

En effet, à l'extrémité du tube, nous avons une quatrième électrode appelée cible, reliée directement à la ligne +HT. Cette cible est recouverte d'une matière luminescente, c'est-à-dire qu'elle devient lumineuse lorsqu'elle est bombardée par les électrons (issus de la cathode). S'il n'y avait pas d'électrode de commande, cette cible serait entièrement lumineuse, puisque reliée à une tension positive élevée. Mais si nous disposons, par exemple, deux tiges reliées à l'anode, à l'avant de cette cible, il en va tout autrement. En effet, le potentiel de l'anode, donc des tiges, varie sous l'effet de la C.A.V. ; de plus, la tension des tiges est toujours négative *par rapport à la cible.* Ces tiges provoquent donc une déflexion des électrons se dirigeant vers la cible, déflexion d'autant plus grande que la tension des tiges est inférieure par rapport à la tension de la cible. En d'autres termes, les secteurs lumineux de l'indicateur sont d'autant plus importants que la tension de l'anode et des tiges est grande, c'est-à-dire que la tension négative de C.A.V. est élevée.

Deux vues de la cible sont représentées sur la figure XIX-8 ; en A, aucun réglage, aucune station reçue ; en B, accord exact sur une station pour l'épanouissement maximum des secteurs lumineux (secteurs lumineux en clair ; secteurs d'ombre en noir).

Bien entendu, pour obtenir l'accord exact sur une station, il faut rechercher l'épanouissement maximum des secteurs lumineux ; mais cela ne signifie pas pour autant que, pour *toutes* les stations reçues, les secteurs lumineux seront totalement épanouis. Ceci dépend du champ électromagnétique de l'émetteur (émetteur faible ou puissant, local ou lointain). Ce qu'il convient de rechercher à obtenir, c'est l'épanouissement maximum *possible*. L'épanouissement des secteurs lumineux peut d'ailleurs varier au cours d'une même réception, si les ondes de l'émetteur reçu sont affectées de fading.

Actuellement, on fabrique des indicateurs cathodiques à deux sensibilités ; c'est le cas des types 6AF7 et EM34, par exemple. Dans ces indicateurs, nous avons deux plaques constituant deux éléments triodes à cathode et grille communes et à coefficients d'amplification différents. Chaque anode est reliée à une tige déflectrice à l'intérieur de l'ampoule et alimentée par l'intermédiaire d'une résistance de 1 à 1,5 MΩ (voir figure XIX-9). La section triode ayant un grand coefficient d'amplification permet l'épanouissement de l'un des secteurs lumineux pour de faibles tensions négatives de la ligne de C.A.V., c'est-à-dire dans le cas d'émetteurs faiblement reçus. D'autre part, la section triode au faible coefficient d'amplification ne fait sentir son influence que pour des tensions négatives élevées de la C.A.V., c'est-à-dire dans le cas d'émetteurs puissamment reçus.

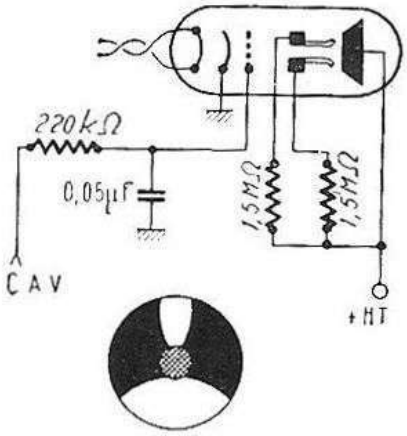


FIG. XIX-9

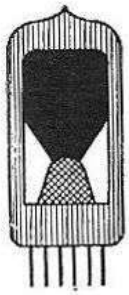


FIG. XIX-10

Ainsi, l'indicateur permet aisément l'accord exact du récepteur aussi bien pour des émetteurs faibles que pour des émetteurs puissants. En bas de la figure XIX-9, nous voyons l'aspect de la cible d'un indicateur à deux sensibilités. Les cibles des indicateurs cathodiques sont montées en bout du tube, à une extrémité du cylindre de verre constituant l'ampoule. Cependant, dans les fabrications récentes (type EM85, par exemple), on a adopté une disposition différente (voir figure XIX-10). Cible et secteurs lumineux ont une autre forme ; la cible est placée dans le sens longitudinal du tube de verre ; mais le principe de fonctionnement reste absolument le même.

Au passage, nous indiquerons qu'il existe d'autres moyens que ceux représentés sur les figures XIX-7 et 9, pour l'utilisation des tubes indicateurs cathodiques (notamment en ce qui concerne le tube récent type EM85).

Précisons également que les indicateurs cathodiques sont quelquefois employés pour d'autres fonctions que celle d'indicateur d'accord. Citons par exemple leurs emplois comme indicateur de zéro dans certains appareils de mesure.

Terminons avec quelques mots au sujet des indicateurs cathodiques du type DM70 ou DM71. Il s'agit là d'un tube indicateur subminiature (ampoule de 25 mm de longueur et de 10 mm de diamètre) de construction très simple. Nous sommes en présence d'une triode à chauffage direct (1,25 V - 25 mA) dont la grille est une plaquette métallique percée d'un trou en forme de point d'exclamation, grille placée devant l'anode recouverte de substance luminescente (fig. XIX-11).

FIG. XIX-11

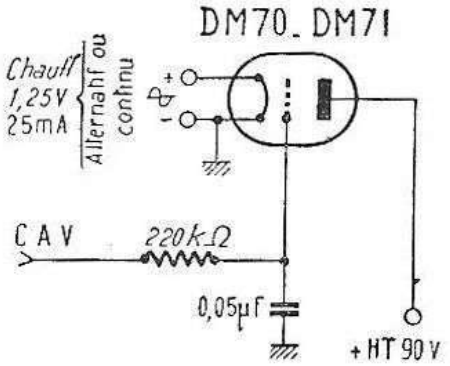


FIG. XIX-12

Lorsque la grille n'est pas négative, tous les électrons issus du filament (cathode) atteignent l'anode qui s'illumine ; ceci est visible par l'ouverture de grille en forme de point d'exclamation.

Lorsque la grille devient négative par l'action de la tension de C.A.V. à laquelle elle est soumise, une partie des électrons n'atteint plus l'anode et cette dernière n'est plus totalement illuminée. L'extinction commence par la partie la plus étroite de l'ouverture de grille. Puis, plus la tension négative de C.A.V. augmente, plus l'extinction se poursuit vers le haut de l'ouverture.

La figure XIX-12 donne le schéma d'utilisation extrêmement simple de ce genre d'indicateur cathodique d'accord.

CHAPITRE XX

L'alimentation des récepteurs

Au cours des chapitres précédents, nous avons étudié successivement tous les étages composant un récepteur à changement de fréquence moderne. Rappelons qu'un schéma synoptique de la composition d'un récepteur à changement de fréquence a été montré sur la figure XVII-2. Nous avons étudié l'amplificateur HF au chapitre XVI, l'étage changeur de fréquence au chapitre XVII, l'étage amplificateur MF au chapitre XVIII, et enfin, l'étage détecteur et les circuits connexes (C.A.V. et indicateurs d'accord) au chapitre XIX. Rappelons que les étages BF, amplificateur de tension et amplificateur de puissance, ont été étudiés précédemment également, au cours des paragraphes 1 à 7 du chapitre XIV.

Il ne nous reste donc à voir que les dispositifs d'alimentation des récepteurs, bien que l'étude théorique ait déjà été faite également. Revoir à ce sujet : chapitre X, § 3 (l'alimentation des filaments) ; chapitre XI, §§ 1, 2 et 3 (le redressement HT et le filtrage). Toutefois, le présent chapitre sera plutôt axé sur la *pratique* des alimentations des récepteurs.

Plusieurs possibilités d'alimentation des récepteurs sont offertes et elles sont mises en application selon le type de l'appareil, selon ses conditions d'utilisation aussi. Dans le terme « alimentation », nous pouvons faire une division et distinguer, rappelons-le, l'alimentation des filaments et l'alimentaton haute tension (des anodes et grilles-écrans). Nous allons donc voir rapidement ces diverses possibilités d'alimentation, en précisant que, selon le cas, les circuits d'alimentation sont sensiblement différents et que les tubes employés sur le récepteur ont généralement des caractéristiques appropriées :

Alimentation en courant alternatif. — Les filaments sont alimentés en courant alternatif de tension convenable ; la haute tension est obtenue à partir du courant alternatif redressé et filtré.

Alimentation « tous courants », ce qui signifie que l'alimentation peut être faite soit à partir du courant alternatif, soit à partir du courant continu. Les filaments sont alimentés soit en courant continu, soit en courant alternatif, selon le cas. Quant à la haute tension, elle est obtenue soit à partir du courant alternatif redressé, puis filtré, soit à partir du courant continu simplement filtré.

Alimentation par un accumulateur. — Les filaments sont chauffés par le courant continu prélevé directement sur l'accumulateur. La haute tension est obtenue comme suit : le courant continu de l'accumulateur est transformé en courant alternatif à l'aide d'un vibreur ; ce courant alternatif à faible tension est alors transformé en haute tension (alternative) par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur, puis redressé et filtré.

Alimentation par piles. — Les filaments sont chauffés à l'aide d'une pile ou d'une batterie de piles ; la haute tension est obtenue à l'aide d'une batterie de piles.

Alimentation piles/secteur. — Les filaments sont alimentés soit par une batterie de piles, soit par le courant alternatif redressé et filtré du secteur. La haute tension est obtenue soit par une batterie de piles, soit par le courant alternatif redressé et filtré du secteur.

Nous allons reprendre successivement les schémas de montages pratiques se rapportant aux différentes possibilités d'alimentation que nous venons d'énumérer.

§ 1. — Alimentation en courant alternatif

Le schéma du montage de base est donné sur la figure XX-1. Nous serons brefs, ce montage ayant déjà été étudié. Nous avons le transformateur d'alimentation *Tr.* dont on place le cavalier fusible F sur la ten-

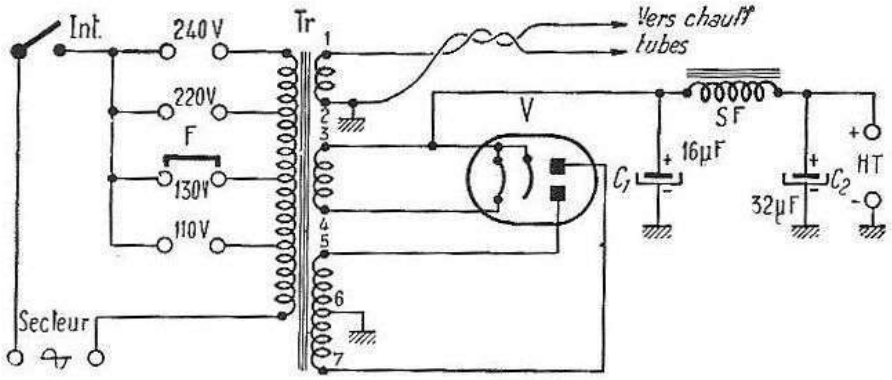


FIG. XX-1

sion correspondant à celle du secteur. Au secondaire de ce transformateur, nous avons :

a) l'enroulement 1-2 délivrant la tension alternative nécessaire au chauffage des tubes du récepteur ;

b) l'enroulement 3-4 assurant le chauffage de la valve redresseuse HT ;

c) l'enroulement 5-7, avec le point milieu 6 à la masse, fournissant la haute tension alternative à redresser.

Les éléments C_1, SF et C_2 forment la cellule de filtrage du courant continu de haute tension (alimentation des anodes et des écrans des tubes).

Bien entendu, de nombreuses variantes sont possibles :

1° On peut remplacer la valve biplaque par des redresseurs au sélénium ; l'enroulement 3-4 n'est alors plus nécessaire.

2° On peut utiliser une valve à chauffage direct (revoir la figure XI-5).

3° On peut utiliser une valve à chauffage indirect, mais dont la cathode est *isolée* du filament. L'enroulement 3-4 n'est plus nécessaire, la valve pouvant être alors chauffée par l'enroulement 1-2 comme les autres tubes du récepteur (revoir la figure XI-7).

4° Le point milieu 6 de l'enroulement HT n'est pas toujours relié à la masse ; il est possible d'intercaler des résistances pour obtenir des tensions de polarisation (tensions négatives par rapport à la masse). Des variantes sont aussi permises en ce qui concerne le filtrage. Pour tout ceci, nous conseillons au lecteur de revoir notamment le paragraphe 3 du chapitre XI.

§ 2. — Alimentation « tous courants »

Ce procédé d'alimentation a déjà été étudié également. Rappelons qu'*il ne comporte pas de transformateur ;* on redresse directement la tension du secteur (revoir la figure XI-8 et le texte s'y rapportant). Quant aux filaments des tubes, ils sont tous reliés en série (parce qu'ayant tous la *même intensité* de chauffage) et reliés ainsi au secteur électrique (avec l'interposition d'un résistance chutrice de tension, si besoin est) ; revoir § 3 (Alimentation des filaments) du chapitre X.

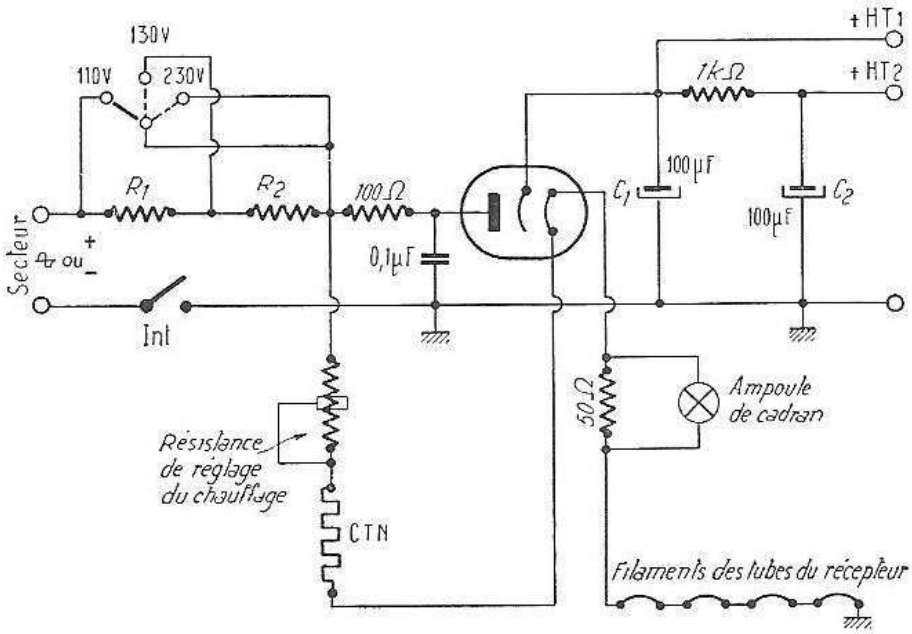


FIG. XX-2

La figure XX-2 nous rappellera utilement le montage complet d'une telle alimentation. Notons la résistance CTN protégeant les filaments des tubes contre le courant de pointe de départ.

Il arrive parfois qu'il n'est pas possible de connecter tous les filaments des tubes en série, la tension de chauffage ainsi obtenue dépassant la tension disponible au secteur. On constitue alors deux chaînes de chauffage distinctes connectées au secteur, et comportant chacune leur propre résistance CTN et leur propre résistance chutrice de tension convenable.

Avec une série de tubes donnée, le dispositif d'alimentation est établi pour une tension de secteur bien définie. Pour des tensions supérieures, on supprime le court-circuit des résistances chutrices additionnelles R_1 et R_2, par exemple, en plaçant le cavalier fusible sur la tension correspondante.

Remarquons les deux départs +HT (revoir chapitre XI, § 3), montage fréquemment adopté, mais toutefois pas obligatoire.

§ 3. — Alimentation par un accumulateur

Nous avons exposé brièvement ci-dessus le principe d'une telle alimentation. Un premier montage est représenté sur la figure XX-3. Le chauffage des filaments des lampes du récepteur est assuré directement par l'accumulateur, après l'interrupteur Int. et le fusible F. Il s'agit, pour obtenir la haute tension, de transformer tout d'abord le courant continu

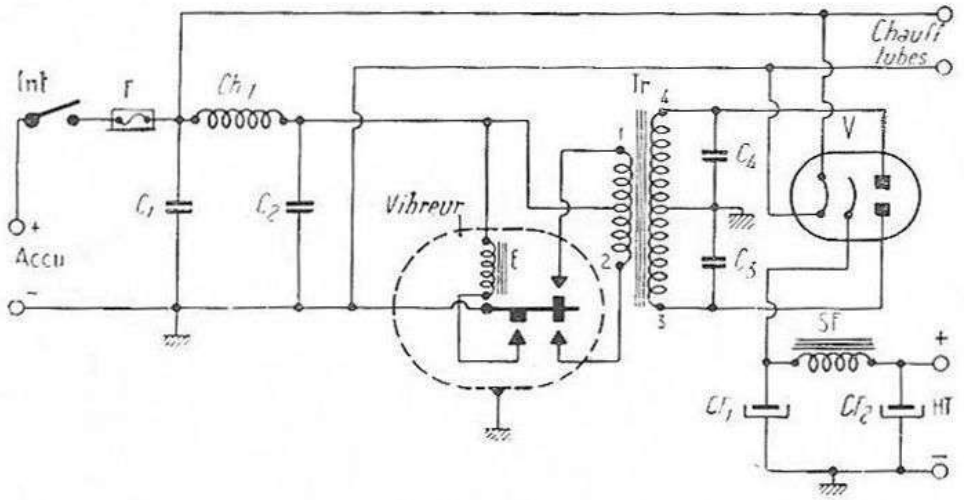


FIG. XX-3

de l'accumulateur en courant alternatif. Pour cela, nous utilisons un vibreur *Vib.* dont la lame vibrante fonctionne comme un trembleur de sonnette grâce à l'électro-aimant incorporé E. A une extrémité, cette lame vibrante comporte une paire de contacts, si bien que le courant continu est appliqué, au rythme de la vibration, tour à tour à chaque extrémité 1 et 2 du primaire d'un transformateur *Tr.* Chaque demi-primaire est donc parcouru *tour à tour* par le courant de l'accumulateur, courant dont le sens est évidemment *contraire* pour chaque demi-enroulement. On réalise donc ainsi l'alimentation du primaire de ce transformateur en courant pseudo-alternatif. Si ce transformateur comporte

un secondaire à grand nombre de tours (rapport élévateur), nous disposerons aux bornes 3 et 4 d'une tension alternative *élevée* qu'il nous suffit de redresser par la valve biplaque V et de filtrer par les éléments CF_1, CF_2 et SF pour obtenir la haute tension (continue) souhaitée.

La bobine d'arrêt Ch_1 et les condensateurs C_1, C_2, C_3, C_4 sont destinés à supprimer les parasites provoqués par les étincelles du vibreur. Dans le même but, on peut aussi rencontrer des montages comportant deux condensateurs montés entre les extrémités 1 et 2 et le point médian du primaire du transformateur. Les valeurs des condensateurs de déparasitage sont souvent à déterminer très soigneusement par essais successifs. Le blindage métallique du vibreur doit être relié à la masse, de façon aussi directe et courte que possible. Mieux même, une telle alimentation sera avantageusement blindée totalement (montage en coffret métallique séparé).

Si l'on utilise un vibreur comportant une paire de contacts supplémentaires (appelé vibreur synchrone), il est possible de supprimer la valve, le redressement étant assuré simultanément par le vibreur. C'est le cas du montage de la figure XX-4. Les circuits R_2C_4 et R_1C_3 sont des

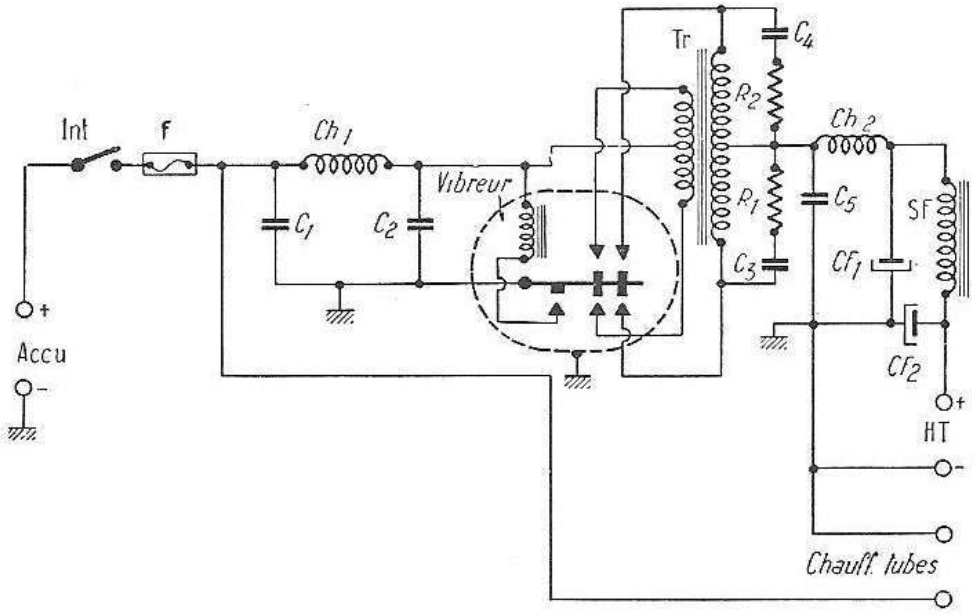


FIG. XX-4

dispositifs d'amortissement des étincelles du vibreur. Outre les éléments antiparasites communs avec le montage précédent, nous avons de plus les organes Ch_2 et C_5 placés avant la cellule en π de filtrage CF_1, CF_2, SF.

Nous attirons l'attention du lecteur sur le fait que, dans le montage de la figure XX-3, le point milieu du secondaire du transformateur correspond au « moins HT » (masse). Tandis que dans le montage de la figure XX-4, avec redressement synchrone par le vibreur, le point milieu du secondaire correspond au +HT. Il est bien évident que les mêmes précautions de déparasitage et de blindage doivent être prises également avec ce dernier montage.

Les alimentations à partir d'un accumulateur (de 6 ou 12 V) sont généralement employées pour les équipements radioélectriques mobiles et sur les récepteurs de voitures automobiles.

§ 4. — Alimentation par piles

Dans ce cas, il n'y a pas de problème : on utilise une pile, généralement de 1,5 V, pour le chauffage des filaments, ceux-ci étant tous connectés en parallèle, et une pile (plus exactement, une batterie de piles) pour l'obtention de la haute tension (67,5, 90 ou 130 V, selon le cas).

Une telle alimentation est représentée sur la figure XX-5. Nous remarquons la présence d'un condensateur C aux bornes de la ligne HT ; il ne s'agit évidemment pas d'un condensateur de filtrage, mais d'un condensateur destiné à faciliter les retours des composantes HF et BF des étages correspondants, retours qui auraient des difficutés à s'effectuer par l'intérieur de la pile HT, celle-ci présentant généralement une impédance trop grande.

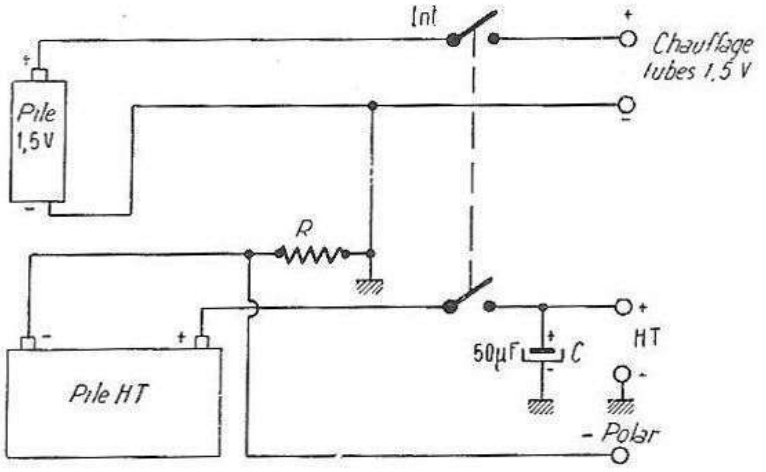


FIG. XX-5

Nous notons aussi que le « moins » de la pile HT est relié à la masse par l'intermédiaire d'une résistance R de valeur convenable, ce qui permet d'obtenir une tension négative par rapport à la masse (— Polar.) souvent nécessaire à la polarisation de grille du tube BF final.

§ 5. — Alimentation piles-secteur

En principe, le dispositif d'alimentation des récepteurs portatifs modernes est conçu pour fonctionner soit à partir des piles incorporées, soit à partir du secteur. De nombreuses combinaisons, de nombreux montages sont possibles, mais tous reposent sur le même principe. La figure XX-6 nous montre un exemple de réalisation.

Nous avons un inverseur multiple *Inv.* à trois positions : A = arrêt ; S = secteur ; P = piles. Cet inverseur commute les circuits HT et les

filaments du récepteur, soit sur les piles, soit sur l'alimentation secteur (cette dernière ne fonctionnant qu'en position S). Nous remarquons que les filaments des tubes sont connectés *en série ;* on obtient ainsi généralement une tension de chauffage de 7,5 V à 9 V (selon le nombre de lampes du récepteur) et la pile de chauffage doit donc être choisie en conséquence. La partie « secteur » de l'alimentation comporte un transformateur *Tr.* avec deux secondaires, l'un à basse tension pour le chauffage, l'autre pour la haute tension.

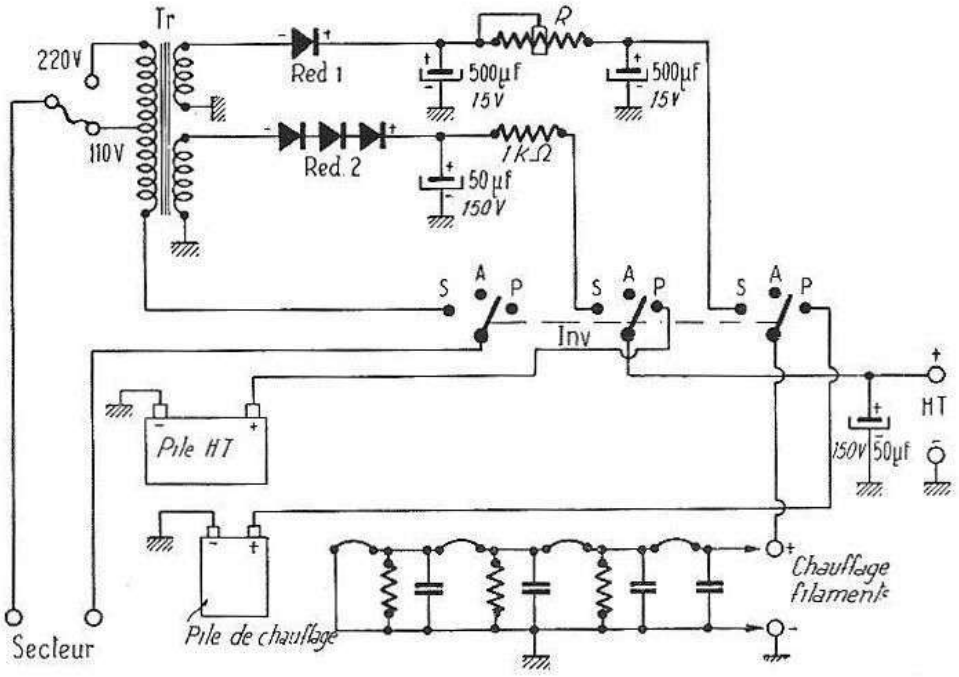


FIG. XX-6

Comme nous utilisons des lampes à piles, c'est-à-dire à chauffage *direct,* nous nous souvenons qu'il n'est pas possible d'alimenter leur filament en courant alternatif. Un redresseur au sélénium *Red.* 1 effectue donc le redressement de la basse tension alternative ; puis, nous avons une cellule de filtrage constituée par la résistance réglable R et deux forts condensateurs de 500 µF. La résistance R doit être ajustée pour obtenir à la sortie la tension de chauffage requise par le groupement en série des filaments.

La haute tension est obtenue par redressement mono-alternance grâce au redresseur au sélénium *Red.* 2. Ensuite, nous avons la cellule de filtrage habituelle constituée par une résistance de 1 000 Ω (environ) et deux condensateurs de 50 µF ; le second condensateur du filtre est monté *après* l'inverseur, afin de servir également de condensateur de fuite lors du fonctionnement sur piles.

Les filaments des tubes ont été montés en série, afin d'obtenir la tension de chauffage maximum avec une intensité minimum. C'est ainsi que l'on peut réaliser le filtrage du courant continu de chauffage avec le plus de facilité. En montant les filaments en parallèle, la tension de

chauffage requise serait faible, l'intensité élevée, et le filtrage serait difficile à obtenir de façon correcte. Néanmoins, le groupement en série des tubes à chauffage direct présente un inconvénient. Dans une lampe à chauffage direct, le filament est aussi la cathode ; le filament est donc non seulement parcouru par le courant de chauffage, mais aussi par le courant cathodique (intensité plaque + intensité écran). Il est donc évident que le filament du tube placé en fin du groupement série sera parcouru par le courant de chauffage et par les courants cathodiques de tous les autres tubes qui le précèdent. Ceci est vrai pour n'importe quel tube de la chaîne dont le filament est parcouru également par le courant cathodique des tubes précédents. Il convient donc de placer des résistances en shunt, de valeurs convenables, afin de dériver les courants cathodiques et d'équilibrer les tensions de chauffage pour chaque tube. C'est ce qui est représenté sur la figure XX-6.

En outre, pour éviter les couplages néfastes entre les divers étages. il est également nécessaire de prévoir des condensateurs de découplage entre chaque filament et la masse.

NOTES.

1° Il reste bien entendu que, dans les montages précédents, les valves à vide ou les redresseurs métalliques peuvent parfaitement être remplacés par des diodes miniatures de puissance au silicium (voir chapitre XI § 6).

2° Les montages précédents s'appliquent évidemment aux récepteurs *à lampes*. Pour les récepteurs à *transistors* (voir chapitres XXII et XXIII), une seule pile suffit ; il s'agit généralement d'une pile de 9 volts dont le pôle + est connecté à la masse.

CHAPITRE XXI

Les collecteurs d'ondes

§ 1. — Le circuit « antenne-terre »

Le premier collecteur d'ondes que nous voudrions étudier est *l'antenne ;* mais, théoriquement, l'antenne ne saurait être considérée seule. Comme l'indique notre sous-titre, il faut examiner l'ensemble du circuit antenne-terre dont le fonctionnement peut être exposé comme suit :

Un fil tendu dans l'espace, isolé électriquement des masses environnantes, constitue *l'antenne* proprement dite ; nous le connectons à la douille d'entrée marquée « antenne » du récepteur.

Un autre fil, relié à la douille « terre » du poste et aboutissant électriquement au sol, constitue la prise de terre.

Le circuit se referme par capacité entre l'antenne et la terre. Au passage des ondes, par induction du champ électromagnétique rayonné par les émetteurs, il se produit un courant électrique à haute fréquence que l'on applique à l'entrée des circuits d'accord du récepteur (fig. XXI-1).

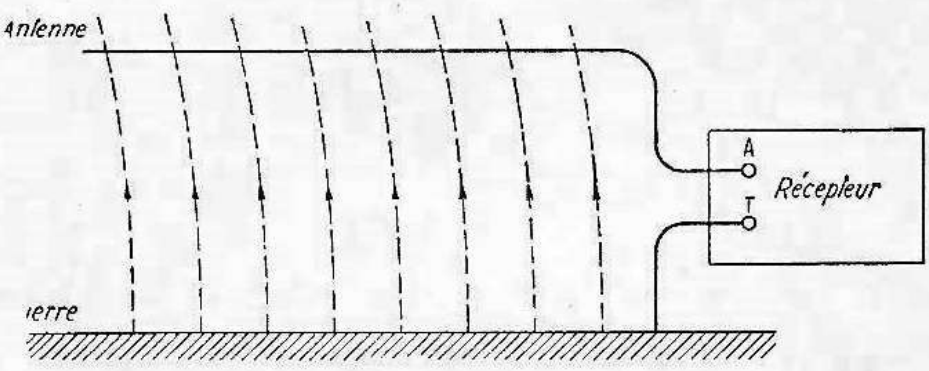


FIG. XXI-1

Nous rappelons que l'antenne est « sensible » à tous les champs électromagnétiques ; elle reçoit simultanément tous les émetteurs. C'est le récepteur proprement dit qui opère ensuite la sélection nécessaire à l'obtention de l'audition de la *seule* station désirée.

Une antenne doit donc capter « le plus d'ondes possible à recevoir » et le minimum de parasites. Théoriquement, une antenne devrait présenter une longueur très importante, la quantité d'énergie recueillie étant

proportionnelle au développement. C'est ce que l'on faisait autrefois avec les récepteurs à galène (non munis d'amplification). Avec les tubes amplificateurs, on a pu ramener l'antenne à des longueurs très modestes.

Voici d'ailleurs les caractéristiques d'une bonne antenne pour la réception des émissions de radiodiffusion. L'antenne est constituée par un fil tendu à l'extérieur de la maison (fig. XXI-2) ; elle doit être assez

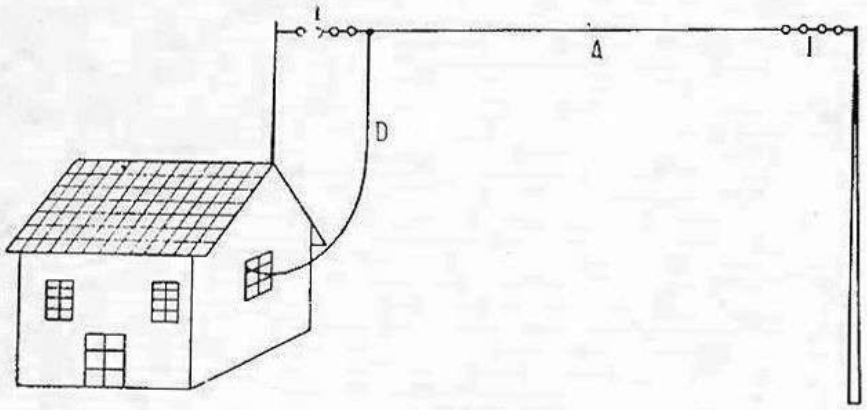


FIG. XXI-2

haute (environ 6 m au-dessus du toit) afin de s'élever le plus possible au-dessus des rayonnements parasitaires ; elle présente une longueur de 15 à 20 m (y compris le fil de descente D). L'antenne A doit être bien dégagée des masses environnantes (bâtiments, arbres, etc.), et convenablement isolée à chaque extrémité par une chaîne de trois à quatre isolateurs I de qualité. On utilise du fil unique (pas de fils torsadés) d'un diamètre de 16/10 de mm, en cuivre ou en bronze phosphoreux, nu, ou de préférence émaillé (pour résister à l'oxydation de surface).

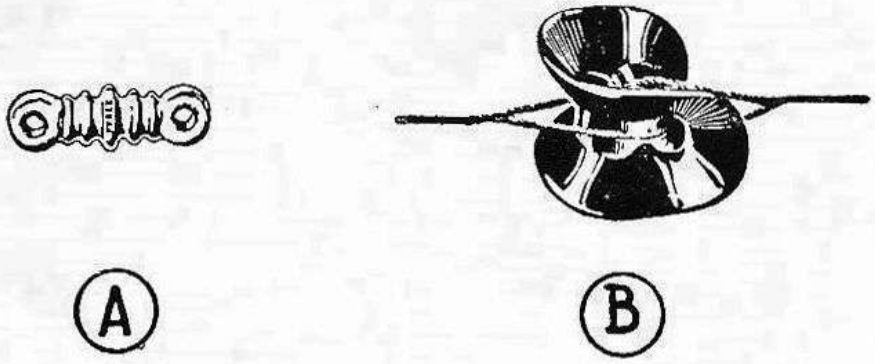


FIG. XXI-3

De l'une des extrémités du fil d'antenne A, part le fil de descente D. Le raccord entre les fils A et D doit être soudé. La descente est constituée par un fil fortement isolé par une épaisse gaine de caoutchouc.

Comme isolateur d'antenne, on peut utiliser des éléments en verre pyrex (fig. XXI-3, en A), ou, plus modestement, des isolateurs en porce-

laine (en B). Remarquons bien les attaches de fixation entre chaque isolateur en porcelaine ; en effet, un isolateur *en porcelaine* doit travailler à la compression (et non à l'extension).

Nous dirons maintenant quelques mots sur les antennes antiparasites qui sont parfois fort utiles. Le principe est le suivant : l'antenne proprement dite est installée en un lieu de l'espace supposé exempt de parasites, c'est-à-dire en principe au-dessus des toits des immeubles et aussi haut que possible. Mais la descente qui, elle, traverse des espaces parasités, est constituée par un fil blindé, dont le blindage relié à la terre assure la protection du fil central de liaison au récepteur (fig. XXI-4).

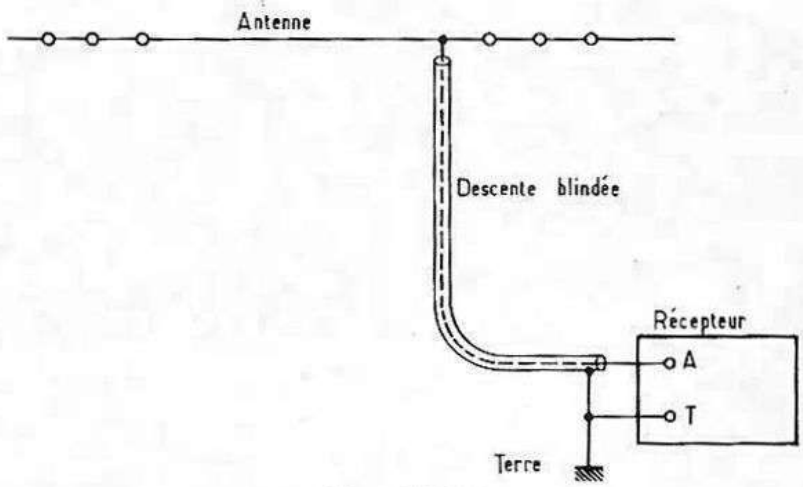


FIG. XXI-4

L'antenne elle-même est d'un type quelconque : unifilaire verticale ou horizontale, réseau de fils en parapluie ou en forme de cube, boule métallique, etc. Le câble blindé de descente doit être à faibles pertes, et malgré tout, sa longueur ne doit pas dépasser 30 mètres au maximum.

Passons à la prise de terre. A la campagne, ou si l'on possède un jardinet, on peut réaliser une véritable prise de terre au moyen d'un réseau métallique de conducteurs, d'un grillage, ou d'une plaque métallique de grande surface, que l'on enterre dans le sol à un endroit de préférence humide, à 50 cm ou 1 m de profondeur.

La partie métallique ainsi enfouie est reliée à la douille « terre » du récepteur par un gros fil de cuivre nu de 20 à 30/10 de mm de diamètre. Il s'agit là, nous l'avons dit, d'une véritable prise de terre. En ville, une telle disposition est loin d'être toujours possible : on ne peut généralement pas atteindre commodément le sol avec une connexion courte et peu résistante. Aussi se contente-t-on de faire une prise sur une canalisation d'eau ou de chauffage central (exclure les canalisations de gaz, de téléphone et d'électricité). D'ailleurs, une prise de terre effectuée sur une conduite d'eau reliée à toute la distribution urbaine est généralement excellente (faible résistance de terre). Pour exécuter une telle prise de terre, il convient de bien nettoyer le tuyau, le décaper, enlever toute trace de peinture et bien mettre le métal à vif. Puis, on enroule plusieurs

fois le fil autour du tuyau, et l'on serre fortement le tout à l'aide d'un collier (fig. XXI-5).

A la vérité, les récepteurs modernes peuvent fonctionner sans prise de terre, ou plus exactement c'est la masse du châssis et les fils du secteur qui, par capacité, en tiennent lieu. Pour la défense de la prise de terre, il faut cependant dire qu'elle apporte souvent une notable réduction des parasites (lorsqu'elle est bonne, et lorsque l'antenne aussi est bien conçue).

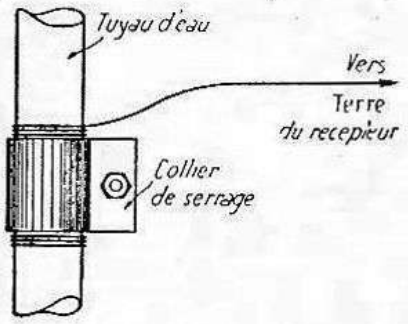


FIG. XXI-5

Que dire des *antennes intérieures* ? Lorsqu'on ne peut installer d'antenne extérieure, on se rejette alors sur l'antenne intérieure, terme fallacieux qui cache toutes les mauvaises combinaisons auxquelles est astreint l'auditeur manquant de place pour tendre une véritable antenne. L'antenne intérieure, c'est aussi bien un ressort à boudin tendu le long d'un mur qu'un morceau de fil quelconque traînant sur le parquet ! Un tel collecteur d'ondes ne possède évidemment aucune des qualités qu'on est en droit d'exiger d'une véritable antenne ; mais on s'en contente, faute de mieux !

§ 2. — Les cadres

Un autre procédé de captation des ondes réside dans l'emploi d'un *cadre orientable*. En principe, un cadre est une bobine plate de grand diamètre dans laquelle sont induits les courants HF captés. Contrairement au circuit antenne-terre qui est un circuit ouvert, ici nous sommes en présence d'un circuit fermé, les deux extrémités du bobinage-cadre étant reliées à l'entrée du récepteur.

En traversant le cadre, les ondes électromagnétiques induisent un certain courant HF. En faisant pivoter le cadre autour de son axe vertical, on remarque que le courant HF induit est maximum lorsque le cadre est orienté dans la direction de l'émetteur à recevoir. Si, à partir de ce maximum, on fait tourner le cadre, à droite ou à gauche, on constate que l'intensité de l'audition va en diminuant progressivement, et même qu'elle s'annule lorsque le plan du cadre est perpendiculaire à la direction de la station.

Cette propriété fondamentale du cadre a ses avantages et ses inconvénients. L'inconvénient, c'est qu'on est obligé, dans une certaine mesure,

de tenir compte de l'orientation selon la station à recevoir ; d'où réglage supplémentaire. L'avantage, c'est que le cadre, en sélectionnant de préférence les ondes arrivant dans son plan, ajoute à la sélectivité électrique propre du récepteur une « sélectivité des ondes dans l'espace ». C'est une propriété précieuse lorsqu'il s'agit d'éviter les interférences entre certaines stations, voire d'éliminer certains parasites gênants. A ce dernier point de vue, précisons évidemment que l'efficacité antiparasite d'un cadre sera d'autant meilleure qu'il s'agit de parasites dont la position est parfaitement définie, et à condition toutefois que l'émetteur à recevoir et le « nid » de parasites ne soient pas dans la même direction.

De toute façon, le cadre est bien moins sensible aux perturbations parasites qu'une antenne intérieure telle que fil traînant à terre ou ressort contre une cloison. Car ce qui compte, en fin d'analyse, c'est le rapport « signal HF utile/parasite », rapport qui doit être maximum.

Précisons aussi que de nombreux cadres comportent un tube amplificateur HF incorporé, lequel compense la faible valeur de l'énergie recueillie par le bobinage collecteur.

Il existe un très grand nombre de variantes dans la réalisation des cadres modernes ; nous ne voulons pas les étudier ici. Nous nous bornerons à en examiner les principes seulement. Les cadres modernes peuvent se diviser en deux catégories principales : les cadres à basse impédance et les cadres à haute impédance.

Les cadres à basse impédance sont généralement constitués par une ou deux boucles de grandes dimensions (circulaires ou rectangulaires) aboutissant à une bobine L à basse impédance (peu de tours) ; voir figure XXI-6. La bobine L est couplée au circuit d'accord d'entrée L_1CV_1 du récepteur ; tous détails de commutation des gammes d'ondes ont été

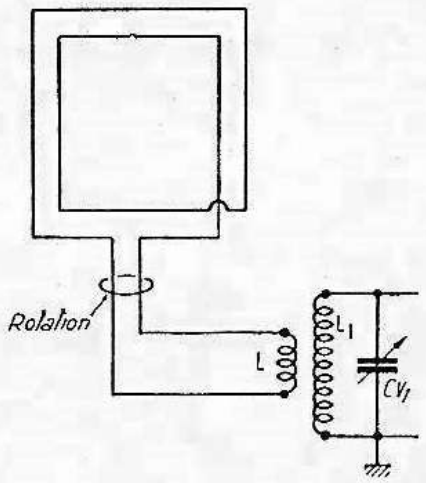


FIG. XXI-6

volontairement omis pour la clarté de la figure. Précisons que le circuit L_1CV_1 peut être aussi le circuit d'accord de l'étage amplificateur HF supplémentaire, si le cadre comporte son propre étage amplificateur.

Les cadres à haute impédance sont d'une technique toute différente, en ce sens que généralement, pour ne pas dire toujours, ce sont les bobinages d'accord *eux-mêmes* que l'on utilise comme cadre. La figure XXI-7 montre une réalisation commerciale appelée Isoglobe ; c'est un cadre

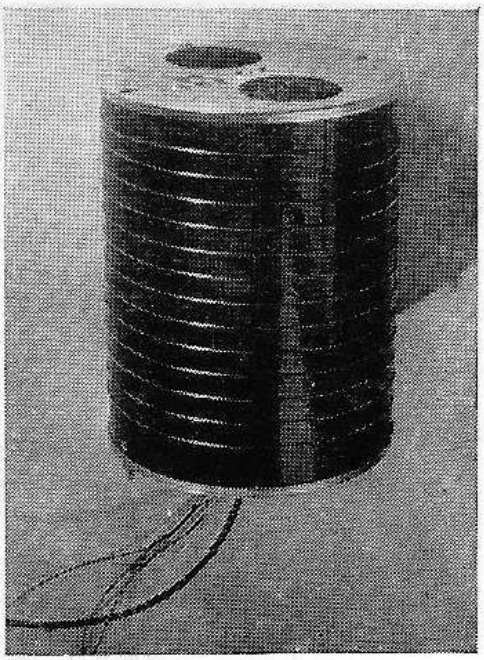


FIG. XXI-7

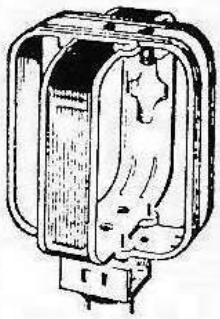


FIG. XXI-8

à air. Les bobinages d'accord du récepteur sont exécutés sous forme d'enroulements *sur air* (c'est-à-dire sans mandrin, ni noyau magnétique) de grandes dimensions disposés en croix à l'intérieur d'un tambour rotatif (fig. XXI-8).

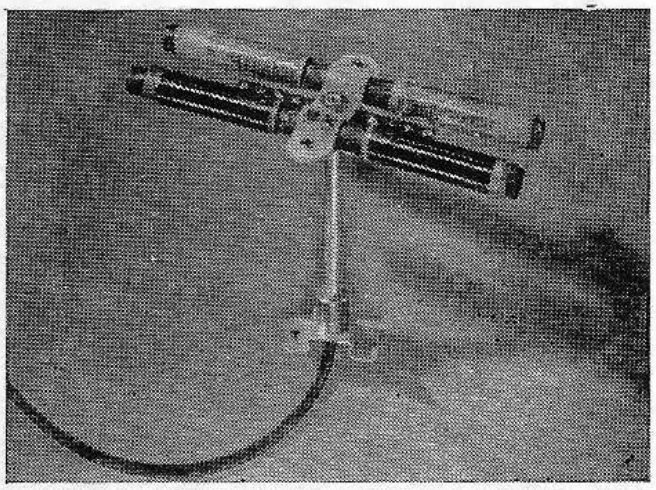


FIG. XXI-9

La figure XXI-9 nous montre une seconde réalisation commerciale de cadre à haute impédance appelée Isocadre sur ferrite. Il ne s'agit plus

du tout d'un cadre à air, les bobinages d'accord du récepteur utilisés en collecteur d'ondes étant montés sur des bâtonnets de ferrite rotatifs. La surface de captation d'un tel cadre est évidemment faible ; mais ceci est compensé par l'emploi des bâtonnets de ferrite dans les circuits magnétiques des bobinages, bâtonnets de ferroxcube ayant un coefficient de perméabilité excessivement élevé.

Les grandes dimensions d'un cadre à basse impédance du modèle de la figure XXI-6 font qu'il est généralement monté à l'extérieur du récepteur.

Par contre, avec les faibles dimensions d'encombrement des cadres des figures XXI-7 et 9, ceux-ci sont commodément installés à l'intérieur de l'ébénisterie du récepteur ; ce qui donne tout de même un aspect, une présentation, plus esthétique de l'appareil.

Le plus souvent, la rotation des cadres est obtenue par un flexible terminé par un bouton, sorti à l'avant de l'appareil.

CHAPITRE XXII

Les transistors

Malgré l'extraordinaire carrière des tubes à vide, nous avons déjà vu, à propos de la détection (chapitre IX), que les cristaux modernes — on dit aussi les semi-conducteurs — connaissaient actuellement une grande vogue. Dès l'instant que l'on avait réalisé la diode à cristal, rien ne s'opposait à ce que l'on imaginât, sensiblement sur le même principe, la triode à cristal. Ce pas a été franchi en 1948 par la « Bell Telephone » qui, à la suite de longues recherches, fit connaître le résultat de ses travaux, la création d'une triode à cristal (sans tube à vide) fonctionnant suivant un principe nouveau.

Ce nouvel organe prenait le nom de *transistor*. La figure XXII-1 montre la constitution interne grossière d'un transistor, et la figure XXII-2, l'un des principes d'utilisation.

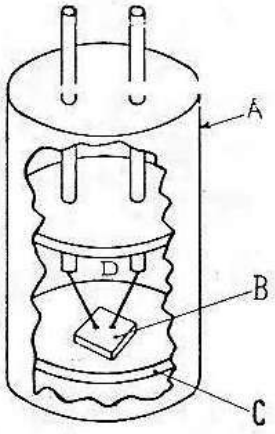


FIG. XXII-1

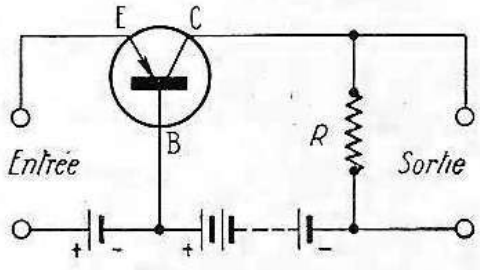


FIG. XXII-2

La composition interne est bien visible sur la première figure : A est un cylindre métallique, B un cristal de germanium, C un disque métallique solidaire de A sur lequel B est soudé. Deux pointes de tungstène D sont fixées sur la face supérieure du cristal.

Le schéma de principe d'utilisation paraît analogue à celui de la triode à vide (fonction amplificatrice) ; il en diffère cependant, entre autres, en ce sens que les polarités des sources d'alimentation sont inversées. Sur cette même figure, nous voyons également la représentation schématique normalisée du transistor. L'électrode E correspondant à la

cathode de la classique triode, porte le nom d'*émetteur ;* l'électrode B, correspondant à la grille, s'appelle la *base ;* enfin, l'électrode C, correspondant à l'anode de la triode, se nomme le *collecteur.*

Donc, si nous considérons le montage de la figure XXII-2 comme un montage amplificateur simplifié avec résistance de charge R en sortie, et si nous en faisons la comparaison avec le montage correspondant équipé d'une triode classique, nous pouvons en déduire qu'il s'agit d'un montage amplificateur avec grille à la masse, entrée par la cathode et sortie sur l'anode.

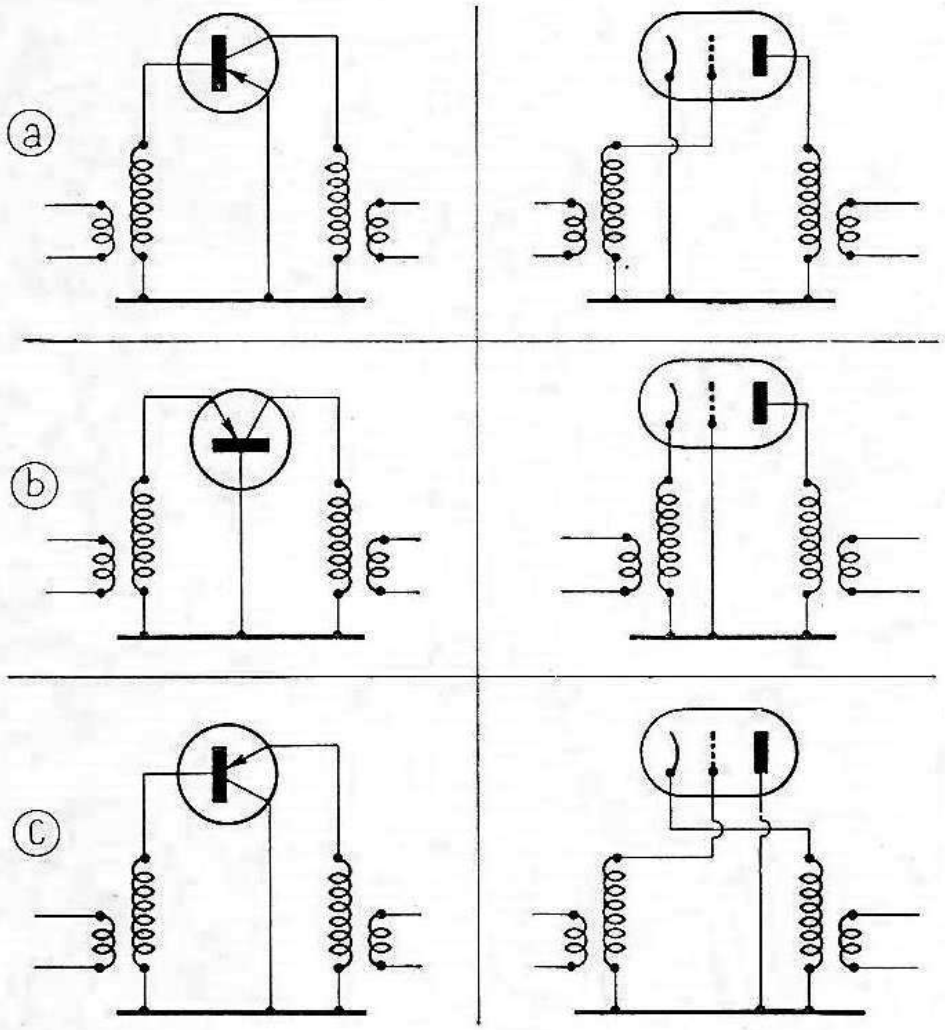


FIG. XXII-3

Dans ce cours élémentaire visant seulement les bases essentielles de l'électronique et les montages les plus répandus, nous n'avons fait qu'effleurer la fonction amplificatrice de la triode utilisée dans ces conditions (voir chapitre XIV, § 8). Nous nous bornerons à rappeler ici que l'on peut utiliser un tube triode amplificateur sous les trois formes suivantes :

a) entrée sur la grille ; sortie sur l'anode ; cathode à la masse (cela, nous l'avons vu) ;

b) entrée sur la cathode ; sortie sur l'anode ; grille à la masse ;

c) entrée sur la grille ; sortie sur la cathode ; anode à la masse *au point de vue HF ou BF*, car cette dernière électrode est tout de même bien alimentée en tension continue.

Nous n'avons pas étudié les deux dernières utilisations possibles de la triode dans ce cours, car il s'agit de montages spéciaux que l'on ne rencontre pratiquement pas sur les récepteurs de radio ordinaires.

Par contre, il n'en va pas de même avec les transistors que l'on rencontre employés souvent sous l'une des formes *a, b* ou *c* que nous venons de citer (bien que ce soient les formes *a* et *b* seulement les plus fréquentes).

Pour mieux nous faire comprendre, la figure XXII-3 montre les correspondances *approximatives* triode/transistor dans les trois utilisations *a, b* et *c* indiquées. Pour une plus grande clarté des schémas, les détails d'alimentation ont été volontairement omis.

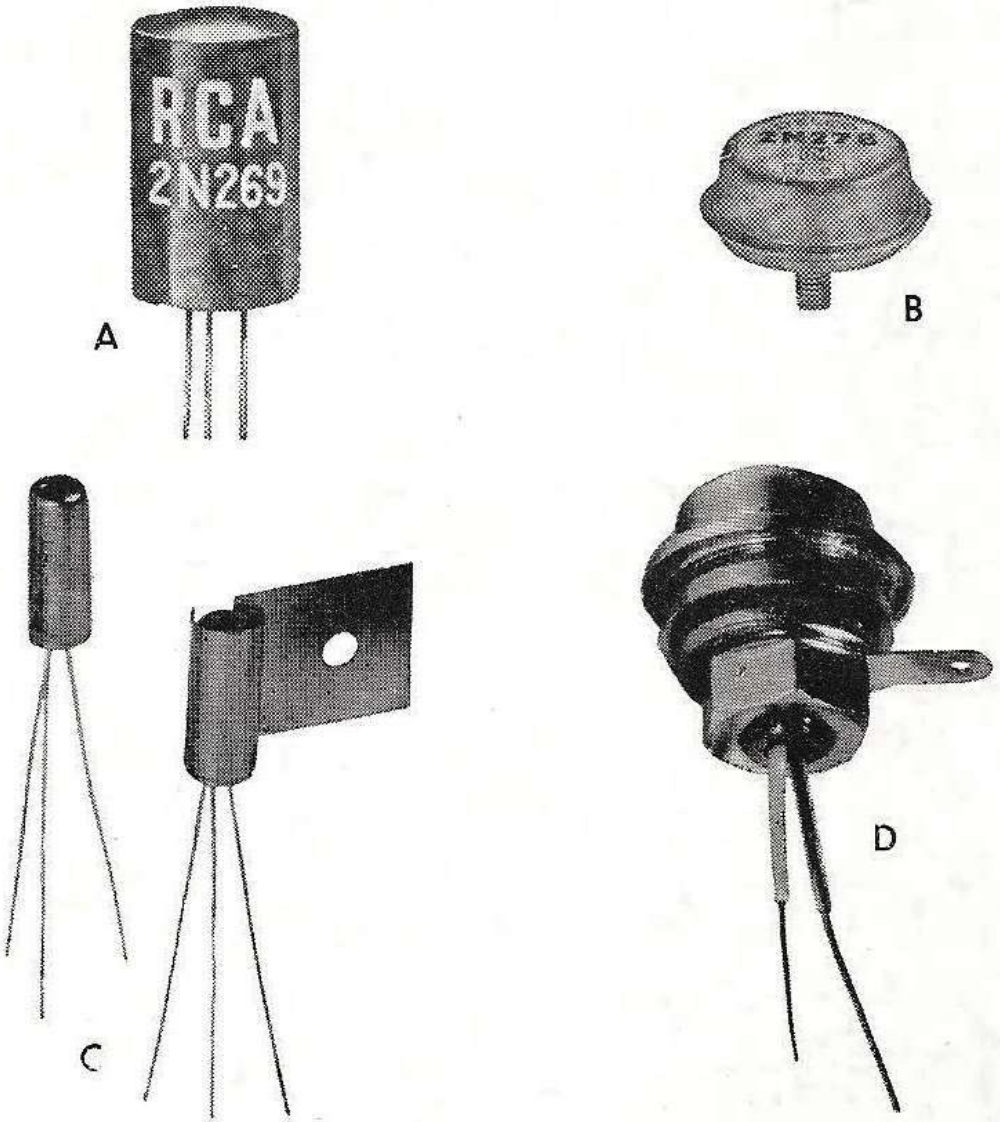


FIG. XXII-4

Le transistor n'a ni cathode chaude, ni filament ; son fonctionnement est donc instantané. La consommation prélevée aux sources d'alimentation, bien que fonction du type de transistor, reste très réduite et sous des tensions relativement faibles. Son encombrement est minime ; il peut donc être logé dans des montages excessivement compacts. Tout comme la triode, le transistor peut être utilisé en amplificateur, en détecteur et en oscillateur. Au début, le transistor ne semblait pas très bien convenir aux fréquences très élevées (baisse de rendement ; bruit de fond ; temps de transit des électrons trop grand) ; mais des progrès sont réalisés de jour en jour dans ce domaine.

Tout comme dans les lampes à vide, il existe des transistors convenant à l'amplification de « tension » — si l'on peut dire... puisqu'en fait il s'agit d'amplification de courant — et des transistors de puissance.

La figure XXII-4 nous montre quelques échantillons de transistors. En A, type 2 N 269 (amplification de signaux faibles) ; en B et D, types 2N27B et OC 16 pour amplification de puissance moyenne ; en C, type OC 72 avec clips de refroidissement amovibles (amplification de petite puissance).

*
**

Dans un métal, un électron libre est un électron placé à la périphérie de l'atome, ressentant très peu l'attraction du noyau, et libre d'obéir aux forces d'un champ électrique traversant le métal. Dans un isolant parfait, il n'y a aucun électron libre. Dans un semi-conducteur, tel que le germanium, il existe des électrons libres, mais dans une proportion bien moindre que dans un métal. En outre, dans un semi-conducteur, la résistivité dépend de certaines impuretés du corps (dans un rapport bien déterminé), et le courant y prenant naissance peut être dû, soit au déplacement des électrons, soit à un virtuel déplacement de charge positive, ou encore, aux deux en même temps.

Les semi-conducteurs peuvent se diviser en deux classes selon la proportion de leurs impuretés (ou selon leur défaut de structure) : les semi-conducteurs « par excès » et les semi-conducteurs « par défaut ». Ces derniers ne contiennent pas assez d'électrons et ont tendance à « en prendre » au métal ; quant aux premiers, au contraire, ils en ont trop et ont tendance à « en donner » au métal. Dans un sytsème « semi-conducteur/métal » (en contact), le courant passera du métal vers le semi-conducteur dans le premier cas, en sens inverse dans le second cas.

Par addition de phospore ou d'antimoine, on obtient du germanium par excès (appelé type *n* ou négatif) ; par addition de bore ou d'alumine, on obtient du germanium par défaut (appelé type *p* ou positif).

Les transistors à contacts sont faits d'un petit bloc de germanium et de deux pointes en contact avec la surface, nous l'avons vu. Le germanium employé est du type *n* ; toutefois, autour de la zone de contact, il s'effectue une transformation en germanium *p*. Le germanium offre un passage commode à un courant venant de la première pointe, mais présente une résistance très grande pour le sens inverse. Le second contact, non redressant, est constitué par la soudure d'un petit bloc de métal sur la pastille de germanium.

Les transistors plus récents, dits transistors à jonction, sont au contraire constitués d'un petit bloc de cristal de germanium dans lequel deux couches *p* sont séparées par une couche *n*, ou vice-versa. Comme nous le voyons sur la figure XXII-5, les couches redresseuses sont constituées par les zones de contact ou jonction entre les diverses couches de germanium. Un transistor à jonction peut être, en effet, constitué par une couche de germanium *p* disposée entre deux couches de germanium *n*, ou vice-versa. Le transistor est du type *n-p-n*, dans le cas de la figure XXII-5, ou du tye *p-n-p*, si les couches sont disposées dans l'ordre opposé. Dans le type *n-p-n* représenté, la couche *p* correspond à la base, et les couches *n* à l'émetteur et au collecteur.

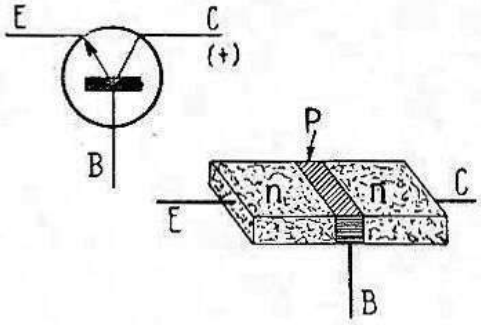


FIG. XXII-5

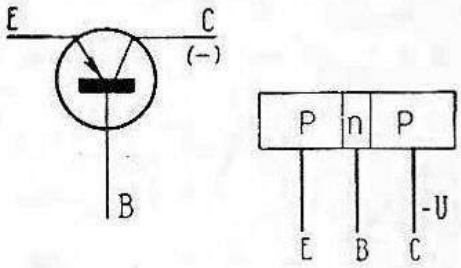


FIG. XXII-6

Nous ne voulons absolument pas entrer ici dans une explication compliquée et nous nous limiterons à dire que, pour chaque électron se déplaçant de l'émetteur à la base, un autre se déplace de la base au collecteur. Il découle que le facteur d'amplification α du transistor ne dépasse jamais 1. Cependant, des valeurs d'amplification importantes sont possibles, étant donné le rapport élevé entre la résistance du circuit de sortie et celle du circuit d'entrée. A ce propos, il convient de se souvenir que les transistors sont des organes dont le fonctionnement est provoqué par des *courants*, et non par des tensions. Il vaut donc mieux considérer l'*amplification de courant* ou le *gain de puissance* par étage.

Les deux transistors représentés sur la figure XXII-4 sont du type triode, modèles à jonction *p-n-p*. Beaucoup de transistors actuellement sur le marché sont des triodes du type *p-n-p* (fig. XXII-6). L'émetteur E lance des particules dites « lacunes positives » qui traversent la couche peu épaisse de la base B et se dirigent vers le collecteur C. Afin d'attirer les « lacunes », le collecteur doit être relié au pôle négatif de l'alimentation (tension — U).

Si l'on inverse la polarité, on peut détruire le transistor.

Avec les transistors *n-p-n*, il faut se souvenir que le courant entre émetteur et collecteur provient de la circulation d'électrons négatifs et que, *dans ce cas*, le collecteur doit être positif. Sur les figures XXII-5 et 6, nous donnons aussi la représentation schématique des deux types ; nous voyons qu'aucune erreur n'est possible (flèche de l'émetteur).

La figure XXII-7 montre les schémas d'utilisation les plus couramment mis en œuvre (transistor type OC71 pris comme exemple) :

En A, avec émetteur à la masse ;
En B, avec base à la masse.

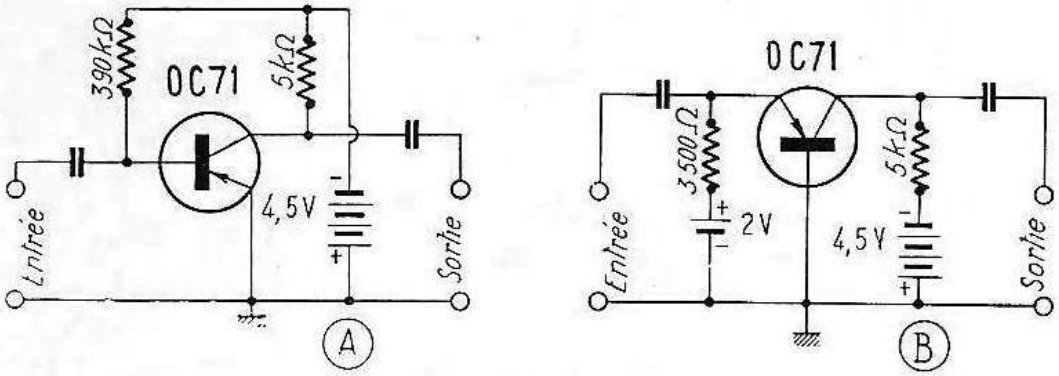


FIG. XXII-7

Pour en terminer avec ces notions élémentaires sur les transistors, nous donnons sur la figure XXII-8 le schéma d'un récepteur simple pour stations locales ou puissantes. La détection est assurée par une diode à cristal de germanium OA70 et l'amplification BF par un transistor OC70 ou OC71. A la sortie de la diode OA70, on trouve une composante BF et une composante continue. Elles proviennent de la détection de l'onde modulée. C'est la composante continue qui sert à fournir la tension d'alimentation négative du collecteur du transistor. La composante BF est appliquée à la base, à travers C de 2 µF (au papier). La diode doit être reliée, comme l'indique la figure, par sa cathode au circuit accordé.

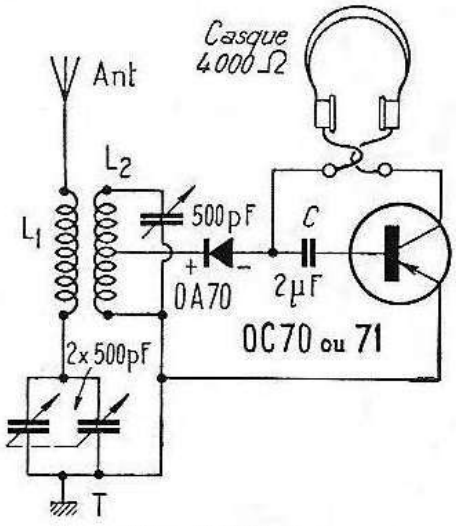


FIG. XXII-8

Il faut utiliser une antenne assez longue et bien dégagée. Nous avons :

L_1 = 110 tours de fil 6/10 de mm, sur un mandrin de 50 mm de diamètre ;

L_2 = 90 tours, même fil, enroulés sur le même mandrin, avec prise pour la diode à 35 tours comptés à partir de la masse.

Un montage de récepteur plus complexe, du type changeur de fréquence, entièrement équipé de transistors, est examiné au chapitre suivant (voir fig. XXIII-2).

*
**

Comme nous l'avons déjà dit, dans le domaine des semi-conducteurs, la technique est en pleine évolution ; une grande effervescence règne dans tous les laboratoires. On a vu la sortie d'un transistor tétrode (obtenu en montant une électrode supplémentaire entre émetteur et collecteur, donc avec deux bases) et d'un transistor pentode (obtenu à partir du modèle tétrode, mais avec deux émetteurs).

Nous devons citer aussi :

a) Les transistors triodes « à alliage », appelés « drift transistors » ou à champ accélérateur, utilisant une jonction à alliage qui produit un champ accélérateur dans la région de la base et permettant l'utilisation aux fréquences élevées (100 Mc/s environ).

b) Les transistors à barrière de surface ou à base mince et de très faible résistance : germanium type *n* ; émetteur et collecteur par dépôt électrolytique d'indium sur les faces opposées du cristal ; base par contact métallique soudé à l'une des extrémités. Organe convenant aux fréquences très élevées (30 Mc/s envison).

c) Le « spacistor » ou transistor tétrode HF, semi-conducteur fonctionnant avec zone de charge d'espace.

d) Le « tecnétron », dernier né de cette grande famille. Il s'agit d'un organe semi-conducteur amplificateur à trois électrodes utilisant « l'effet de champ ». Différent du transistor classique utilisant la propriété des « porteurs » de charges de passer à travers les barrières de potentiel créées par d'autres « porteurs », l'effet de champ met en jeu des charges électriques dont la profondeur de pénétration est fonction de la tension appliquée à une électrode (grille) et qui rend plus ou moins isolante la partie du semi-conducteur soumise au champ électrique de polarisation.

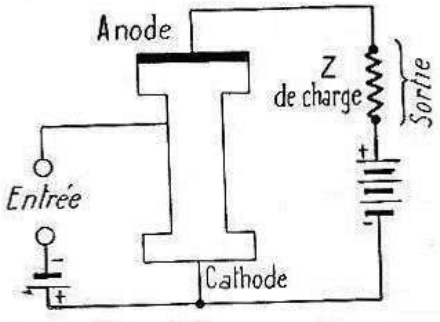


FIG. XXII-9

Le tecnétron se présente sous la forme d'un bâtonnet cylindrique de germanium type *n* de 2 mm de long et de 0,5 mm de diamètre dans lequel une gorge a été pratiquée et remplie d'indium. Les trois électrodes se

trouvent respectivement aux deux extrémités du bâtonnet et sur la gorge d'indium. Le tecnétron est caractérisé par une impédance d'entrée de plusieurs mégohms et une impédance de sortie de 1 mégohm environ ; c'est en fait, avec trois électrodes, un dispositif équivalant à une bonne pentode à vide.

La figure XXII-9 nous montre le schéma simplifié d'utilisation du tecnétron qui est, ne l'oublions pas, une invention française du *Centre National d'Etudes des Télécommunications.*

*
**

Objectivement, on peut dire que dans certains domaines, les transistors ont gagné leurs lettres de noblesse... et que dans d'autres domaines, la suprématie reste aux montages à lampes (par exemple, en ce qui concerne la sélectivité, la transmodulation, les fortes puissances, etc...) tout au moins, rappelons-le, dans l'état présent de la technique des semiconducteurs, car le progrès va vite.

CHAPITRE XXIII

Les récepteurs à changement de fréquence

§ 1. — Généralités

Avant tout, il convient de rappeler que l'étude générale du principe de réception par changement de fréquence a été faite au chapitre XVII, paragraphe 1 ; nous avons également exposé le problème de la commande unique des circuits accord et oscillateur, ainsi que la solution très généralement adoptée actuellement (trimmer et padding sur l'oscillateur). Le paragraphe 2 du chapitre XVII est consacré à l'examen des étages convertisseurs ou changeurs de fréquence, proprement dit. Avant d'aborder les réalisations d'ensemble des récepteurs à changement de fréquence, nous conseillons au lecteur de revoir très soigneusement les sujets indiqués ci-dessus.

§ 2. — Réalisation pratique d'un récepteur à changement de fréquence

Pour réaliser un récepteur à changement de fréquence, il faut grouper convenablement un système d'accord, un éventuel étage d'amplification HF, un étage changeur de fréquence, un amplificateur moyenne fréquence (suivi de sa détection), et l'amplificateur BF de tension et de puissance.

On se rend compte qu'il y a une infinité de combinaisons possibles...

Depuis la mise au point des lampes multiples (triode-heptode), de la commande unique, de la détection diode qui a permis la mise en œuvre simple et efficace de la commande automatique de volume sous diverses formes, les récepteurs à changement de fréquence modernes comportent :

Un accord type Bourne sur antenne, ou un cadre, une haute fréquence (pentode), une changeuse de fréquence (triode oscillatrice-hexode modulatrice), une ou deux lampes moyenne fréquence pentodes (deux, sur les récepteurs de luxe), une détectrice + commande automatique de volume (diode) et une partie basse fréquence dont l'importance varie considérablement suivant les exigences de puissance.

Une infinité de conceptions de schémas est donc possible, schémas réalisés à partir des combinaisons les plus diverses. Nous pourrions

donc multiplier les exemples de montages ; cependant, nous nous limiterons à un montage de récepteur à changement de fréquence (à lampes) et à un autre montage de récepteur changeur de fréquence à transistors.

Le schéma du premier de ces récepteurs (changeur de fréquence à lampes) est montré sur la figure XXIII-1.

Sa sensibilité est excellente sans que le réalisateur risque de rencontrer des difficultés de mise au point, grâce à l'utilisation d'un étage amplificateur haute fréquence apériodique. La puissance modulée délivrée par la pentode de sortie EL84 assure une bonne musicalité, avec dispositif de contre-réaction réduisant la distorsion.

Le câblage de l'ensemble est particulièrement simple, toutes les cathodes des lampes amplificatrices étant reliées à la masse. La polarisation est en effet obtenue par deux résistances disposées entre le point milieu du secondaire haute tension du transformateur et la masse. La ligne d'antifading, qui est reliée à un point de tension négative, polarise, au repos, les étages commandés (haute fréquence, changeur de fréquence et moyenne fréquence).

Les gammes de réception sont les suivantes : OC, PO, GO, BE. Trois touches supplémentaires du clavier à sept touches commandent la commutation du pick-up, la commutation antenne et la commutation cadre.

Il est en conséquence possible, pour augmenter éventuellement la sensibilité dans le cas de la réception d'un émetteur éloigné, de commuter rapidement le récepteur sur antenne en appuyant sur la touche correspondante sans avoir à toucher le bouton d'orientation du cadre actionnant d'ordinaire en fin de course un interrupteur antenne-cadre.

Le schéma indique également le branchement pratique des cosses du bloc et des fils de sortie du cadre ferroxcube. (Ce dernier a quatre fils de couleurs différentes à relier aux cosses de couleurs correspondantes du bloc de bobinages.

Les cosses du bloc, qui est vu par dessous, sont très visibles sur le schéma. Il s'agit d'un modèle normalement prévu pour changeuse de fréquence ECH81 sans amplificatrice haute fréquence, avec condensateur variable à deux cases.

Pour utiliser ce bloc avec l'amplificatrice haute fréquence EBF80, la cosse grille modulatrice est reliée à la grille de commande de l'amplificatrice haute fréquence par un condensateur de 200 pF et l'antifading est transmis à la même grille par une résistance de 1 MΩ. Le circuit grille de l'EBF80 se trouve accordé par le condensateur variable d'accord CV_1. L'écran est alimenté par une résistance série de 100 kΩ, découplée par un condensateur de 0,1 µF. La charge de plaque est constituée par une résistance de 4,7 kΩ aux bornes de laquelle apparaissent les tensions HF amplifiées, qui sont transmises à la grille modulatrice de la changeuse de fréquence ECH81 par un condensateur de 150 pF. Ce circuit n'est pas accordé.

Pour éviter tout accrochage, une cellule de découplage de 33 kΩ · 0,1 µF est disposée dans l'alimentation haute tension de la charge de plaque EBF80 et de la résistance d'écran. Les deux diodes non utilisées

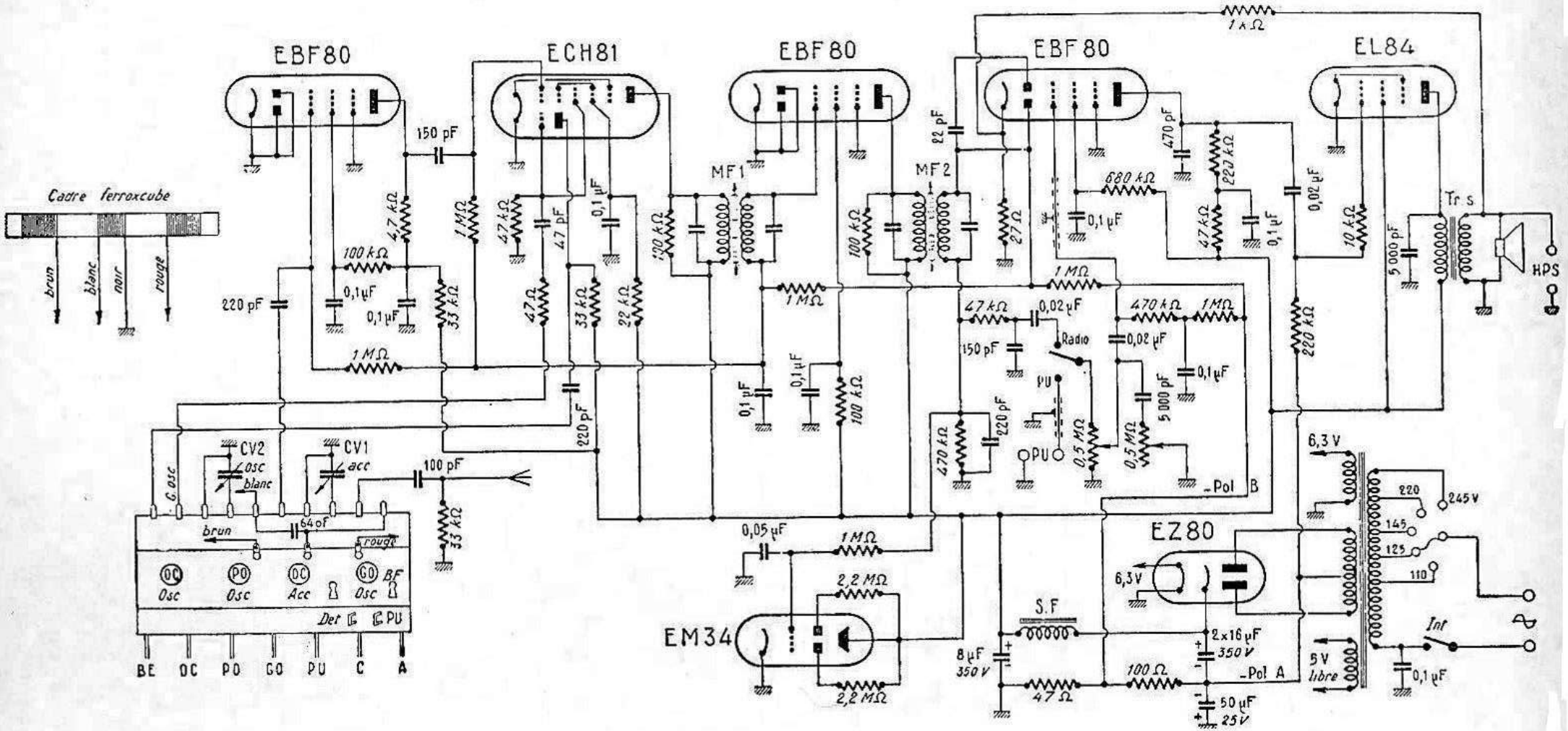

EBF80
ECH81
EBF80
EBF80
EL84
EZ80
EM34
Cadre ferroxcube
brun
blanc
noir
rouge
150 pF
220 pF
100 kΩ
4,7 kΩ
1 MΩ
0,1 µF
33 kΩ
47 kΩ
47 pF
47 Ω
22 kΩ
120 kΩ
MF1
MF2
100 kΩ
27 Ω
82 pF
1 kΩ
680 kΩ
470 pF
220 kΩ
0,02 µF
10 kΩ
5 000 pF
Tr s
HPS
47 kΩ
150 pF
Radio
PU
0,5 MΩ
470 kΩ
220 pF
5 000 pF
- Pol B
CV2
CV1
G osc
osc
blanc
acc
100 pF
64 pF
brun
rouge
OC Osc
PO Osc
OC Acc
GO Osc
BF
Det
PU
BE
OC
PO
GO
PU
C
A
0,05 µF
2,2 MΩ
S.F
8 µF 350 V
47 Ω
100 Ω
2x16 µF 350 V
- Pol A
50 µF 25 V
6,3 V
5 V libre
220
245 V
145
125
110
Int

FIG. XXIII-1

sont à la masse, ainsi que la cathode. La polarisation de repos est assurée par ligne d'antifading, reliée au point « — pol. B », donc portée à une tension négative par la chute de tension du courant anodique total du récepteur à travers la résistance de 47 Ω.

Les autres cosses du bloc grille oscillatrice, plaque oscillatrice, antenne, lames fixes de CV_1 et de CV_2, masse, sont reliées comme dans le cas de l'utilisation du bloc avec une seule lampe changeuse de fréquence sans amplificatrice HF. La partie triode de l'ECH81 est montée en oscillatrice classique avec une résistance de fuite de grille de 47 kΩ, résistance d'alimentation plaque de 33 kΩ. L'écran est alimenté par une résistance série de 22 kΩ, découplée par un condensateur de 0,1 µF. Comme dans le cas de l'étage HF, la cathode est à la masse et la polarisation de repos est assurée par la ligne de CAV.

L'étage amplificateur moyenne fréquence, accordé sur 455 kc/s, est équipé d'une deuxième duodiode pentode EBF80 dont les deux diodes ne sont pas utilisées. On remarquera que l'enroulement primaire du transformateur est shunté par une résistance d'amortissement de 100 kΩ, facultative, et peut être utile pour augmenter la stabilité du récepteur en raison de sa grande sensibilité. De plus, elle élargit légèrement la bande passante, ce qui améliore la musicalité tout en conservant une sélectivité suffisante (1). L'écran de l'amplificatrice MF EBF80 est alimenté par résistance série de 100 kΩ et l'antifading est appliqué à la grille par la base du secondaire de MF1.

La deuxième duodiode pentode EBF80 a ses deux diodes utilisées pour l'antifading et la détection et sa partie pentode montée en préamplificatrice basse fréquence. Le primaire du transformateur de détection MF_2 est shunté par une résistance facultative d'amortissement de 100 kΩ.

La diode supérieure, reliée à une extrémité du secondaire de MF_2, sert à la détection et la diode inférieure à l'antifading, qui est de type retardé. Le retard est dû à la tension négative « — pol. B » à laquelle est portée cette diode au repos. La résistance de cathode de 22 Ω ne polarise pas cette cathode mais fait partie d'une chaîne de contre-réaction apériodique (22 Ω - 1 kΩ) entre la bobine mobile du haut-parleur et la préamplificatrice BF.

L'ensemble de détection de 470 kΩ - 220 pF retourne directement à la masse et non à la cathode de l'EBF80. La tension positive due à la résistance de 22 Ω du circuit de contre-réaction est, en effet, négligeable et il n'y a donc pas de retard de la détection.

Après filtrage moyenne fréquence par la cellule de 47 kΩ - 150 pF et commutation par le bloc, les tensions BF sont appliquées au potentiomètre de volume contrôle de 0,5 MΩ. La polarisation de la partie pentode est obtenue à partir de la ligne « — pol. B » après découplage par la cellule 1 MΩ - 0,1 µF.

(1) L'amortissement par les résistances de 100 kΩ de MF_1 et de MF_2 est, nous le répétons, facultatif, et dépend surtout des types de transformateurs moyenne fréquence utilisés.

L'écran est alimenté par une résistance série de 680 kΩ découplée par un condensateur de 0,1 µF.

La charge de plaque, de 220 kΩ, est alimentée après découplage par la cellule de 47 kΩ - 0,1 µF.

L'amplificatrice finale EL84 est montée de façon classique avec transformateur de sortie d'impédance égale à 5 ou 7 kΩ. La cathode est réunie directement à la masse et la grille de commande est portée à une tension négative par la ligne « — pol. A ». Cette tension négative est supérieure à celle du point « — pol. B », la résistance totale entre le point milieu de l'enroulement et la masse étant de 147 Ω.

Une boucle de contre-réaction basse fréquence englobe la totalité des circuits BF : de la bobine mobile du haut-parleur à la cathode du tube EBF80 amplificateur de tension.

Les tensions de commande de l'œil magique EM34 sont prélevées sur la résistance de détection et appliquées à la grille de commande par l'intermédiaire de la cellule 1 MΩ - 0,05 µF.

L'alimentation haute tension est assurée par un transformateur et une valve EZ80 dont le filament est alimenté par le même enroulement 6,3 V que les autres lampes. Le premier condensateur électrochimique de filtrage a son négatif isolé du châssis et relié au point milieu du secondaire haute tension.

Les transformateurs moyenne fréquence sont accordés sur 455 kc/s. Les points d'alignement du bloc sont indiqués ci-après. Rappelons que l'accord PO et GO est obtenu par déplacement des bobines correspondantes sur le cadre ferroxcube. Après alignement, ces bobines seront fixées par de la cire ou un morceau de ruban adhésif.

Gamme PO. — Noyau oscillateur du bloc et accord cadre sur 574 kc/s. Trimmers oscillateur et accord du condensateur variable sur 1 400 kc/s.

Gamme GO. — Noyau oscilateur du bloc et accord cadre sur 160 kc/s. Trimmer extérieur sur 260 kc/s.

Gamme BE. — Noyaux oscillateur et accord du bloc sur 6,1 Mc/s.

Les opérations d'alignement de la gamme PO sont à réaliser deux ou trois fois en haut et en bas de la gamme. Aligner ensuite la gamme GO en répétant deux fois les réglagles en haut et bas de gamme et vérifier une dernière fois l'alignement PO (accord cadre) avant de fixer les bobines.

⁂

Il est également possible de réaliser des récepteurs à changement de fréquence équipés par des transistors. C'est ce que nous montre, à titre d'exemple, la figure XXIII-2.

Sur ce schéma, les deux bobinages PO et GO du cadre ferroxcube collecteur d'ondes sont représentés, ainsi que leur commutation I_1, I_2. Il en est de même pour le bobinage oscillateur, la commutation étant assurée par I_3 qui branche, en parallèle sur le condensateur variable d'oscillateur, un condensateur fixe supplémentaire destiné à diminuer la fréquence de l'oscillation pour la gamme GO.

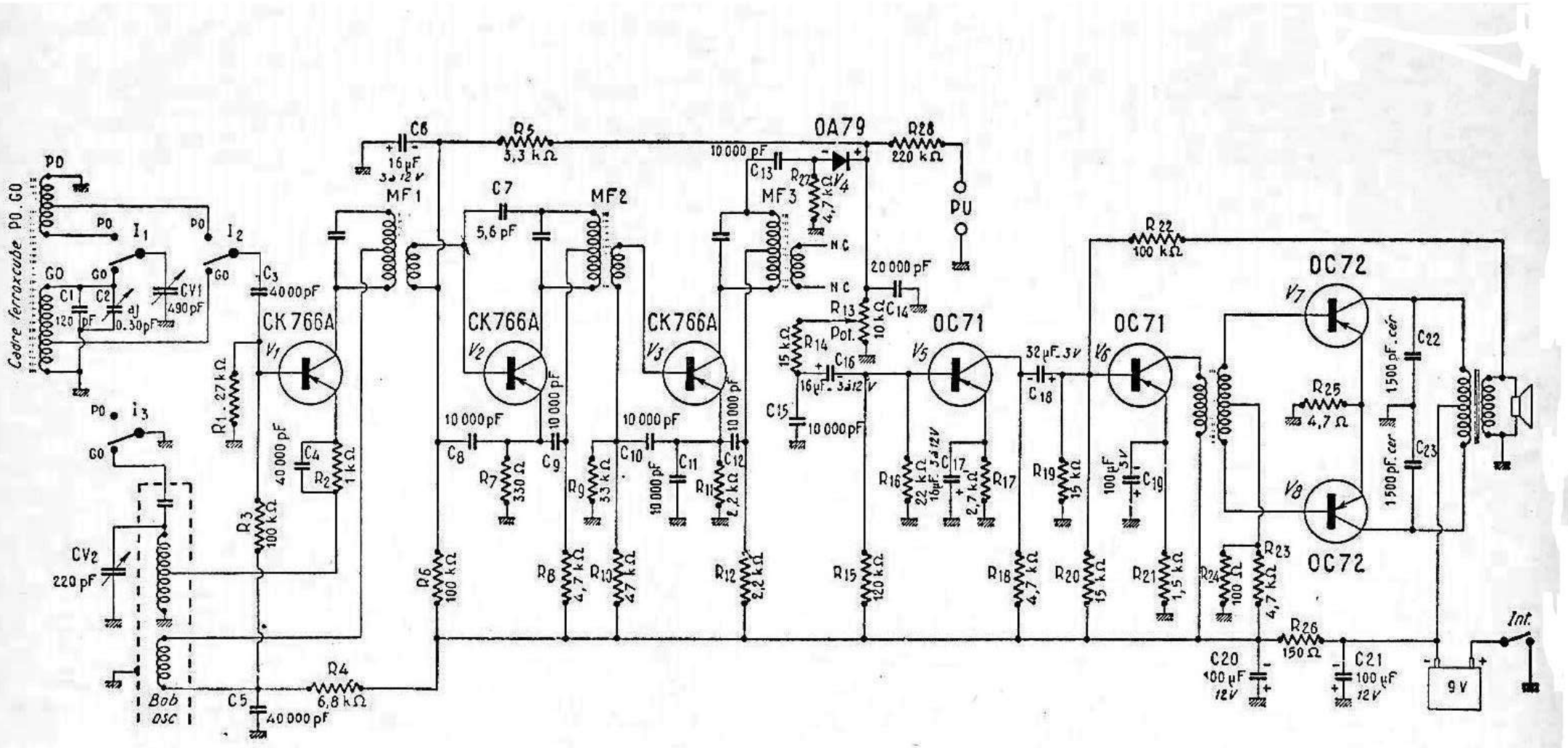

Cadre ferroxcube PO. GO
PO
PO
I1
PO
I2
GO
GO
GO
C1
120 pF
C2
ajust. 0.30 pF
CV1
490 pF
C3
40 000 pF
CK766A
V1
R1 27 kΩ
PO
i3
GO
C4
40 000 pF
R2
1 kΩ
R3
100 kΩ
CV2
220 pF
Bob
osc
C5
40 000 pF
R4
6,8 kΩ
C6
16 µF
MF1
C7
5,6 pF
MF2
R5
3,3 kΩ
CK766A
V2
10 000 pF
C8
R7
330 Ω
10 000 pF
C9
R6
100 kΩ
CK766A
V3
10 000 pF
C10
10 000 pF
C11
R11
2,2 kΩ
10 000 pF
C12
R8
4,7 kΩ
R13
4,7 kΩ
R9
33 kΩ
R12
2,2 kΩ
R15
120 kΩ
0A79
V4
10 000 pF
C13
R27
4,7 kΩ
MF3
NC
NC
20 000 pF
C14
R13
10 kΩ Pot.
R14
15 kΩ
C16
16 µF
C15
10 000 pF
PU
R28
220 kΩ
OC71
V5
R16
22 kΩ
16 µF
C17
2,7 kΩ
R17
32 µF 3 V
C18
R18
4,7 kΩ
R19
15 kΩ
R20
15 kΩ
OC71
V6
100 µF 3 V
C19
R21
1,5 kΩ
R22
100 kΩ
OC72
V7
R25
4,7 Ω
1500 pF cér
C22
1500 pF cér
C23
OC72
V8
R24
100 Ω
R23
4,7 kΩ
R26
150 Ω
C20
100 µF 12 V
C21
100 µF 12 V
9 V
Int.

FIG. XXIII-2

Le changement de fréquence (oscillateur et mélangeur) est assuré par le transistor V_1. Dans d'autres montages, et plus particulièrement ceux où l'on prévoit une gamme OC, on préfère souvent séparer nettement les fonctions et utiliser deux transistors distincts, l'un à l'étage convertisseur, l'autre à l'étage oscillateur.

Le secondaire non accordé du premier transformateur MF_1 transmet les tensions de 455 kc/s à la base du second transistor V_2 en réalisant l'adaptation des impédances, le nombre de spires de ce secondaire étant assez faible.

L'alimentation en continu de la base de V_2 est assurée par le pont R_6, R_5 entre — 9 V et masse ; de plus la commande automatique de gain est appliquée à V_2.

Le collecteur de V_2 est relié au —9 V par la cellule de découplage de 4,7 kΩ- 10 000 pF et par l'intermédiaire d'une fraction du primaire de MF2. Le condensateur C_9 ne retourne pas à la masse, mais à l'émetteur de V_2 qui n'est pas découplé en vue de provoquer un effet de contre-réaction qui stabilise l'amplificateur. La résistance d'émetteur pour la stabilisation de température est de 330 Ω.

Le condensateur céramique C_7, de 5,6 pF, est destiné au neutrodynage. Il transmet des tensions MF en opposition de phase à la base de V_2. Sa capacité est assez faible en raison de la stabilisation déjà obtenue par la résistance d'émetteur R_7 non découplée.

Le deuxième transistor amplificateur moyenne fréquence V_3 n'est pas commandé par la CAV et sa base est portée à une tension négative fixe par le pont R_{10}, R_9 de 47 kΩ-33 kΩ entre — 9 V et masse.

L'émetteur est relié à la masse par une résistance de 2,2 kΩ découplée par un condensateur de 10 000 pF au papier. La résistance de découplage du circuit collecteur est de valeur inférieure à celle de l'étage précédent : 2,2 kΩ au lieu de 4,7 kΩ.

Le secondaire du troisième transformateur MF3 n'est pas utilisé, les tensions MF étant transmises par le condensateur C_{13} de 10 000 pF à la diode détectrice V_4.

Les tensions détectées, positives en raison du sens de branchement de la diode V_4 (OA79), sont transmises à la base de V_5.

Le condensateur C_{14}, de 20 000 pF, dérive vers la masse les composantes MF et les tensions détectées sont disponibles aux bornes du potentiomètre R_{13} de 10 kΩ.

Amplificateur basse fréquence. — Après filtrage moyenne fréquence par la cellule R_{14}-C_{15}, les tensions BF sont transmises à la base du transistor préamplificateur V_5, du type p-n-p comme tous les autres transistors du récepteur. Cette base est portée à une tension négative par le pont 120 kΩ 22 kΩ entre — 9 V et masse. L'émetteur est stabilisé par la résistance de 2,7 kΩ et la charge de collecteur est de 4,7 kΩ. C_{17} découple la résistance d'émetteur pour éviter une contre-réaction.

Le transistor V_6 est monté en étage driver : sa base est polarisée par R_{19}-R_{20} et l'émetteur est relié à la masse par une résistance R_{21}, de 1,5 kΩ.

La charge du collecteur est constituée par le primaire du transformateur déphaseur, dont le secondaire est à prise médiane.

La résistance R_{22}, de 100 kΩ, entre bobine mobile du haut-parleur et la base de V_6 provoque un effet de contre-réaction, améliorant la musicalité.

Les deux transistors V_7 et V_8 sont montés en amplificateur push-pull classe B. La faible polarisation de base est assurée par le pont R_{23} R_{24} de 4,7 kΩ-100 Ω. La résistance commune des émetteurs, destinée à la stabilisation de température est de 4,7 Ω. Les collecteurs sont alimentés sous 9 V par l'intermédiaire du primaire du transformateur de sortie. Les deux condensateurs céramiques C_{22} et C_{23} de 1 500 µF, atténuent les fréquences les plus élevées.

On remarquera que seuls les collecteurs du push-pull sont alimentés directement sous —9 V les autres tensions étant prélevées après la cellule de découplage R_{26}, C_{20}.

§ 3. — L'étalement des bandes OC

Lorsque l'on écoute les « ondes courtes » avec un récepteur normal, on est immédiatement frappé par le fait que les stations semblent être extrêmement rapprochées, disons presque les unes sur les autres ; les réglages sont difficiles parce qu'excessivement « pointus ». Ce rapprochement n'est pas dû à un écart moindre de fréquence entre deux émetteurs consécutifs ; ce n'est qu'un rapprochement apparent des émetteurs sur le cadran. En effet, pour mieux nous faire comprendre, comparons un instant la bande PO de 550 à 1 550 kc/s avec la bande OC de 6 à 16 Mc/s (fréquences d'extrémités de bandes données ici en valeurs arrondies approximatives).

La bande PO s'étend donc sur 1 550 — 550 = 1 000 kc/s ; quant à la bande OC, elle couvre 16 - - 6 = 10 Mc/s, soit 10 000 kc/s. Autrement dit, la bande de fréquences OC est dix fois plus large que celle de la bande PO. Si nous admettons des émetteurs répartis tous les 10 kc/s, nous pourrons faire fonctionner 100 émetteurs dans la bande PO, et 1 000 dans la bande OC. Or, le déplacement de l'aiguille sur le cadran est le même en PO et en OC ; si ce déplacement est de 300 mm, nous pouvons repérer une station tous les 3 mm en PO. Mais en OC, l'écart entre deux émetteurs n'est plus que de 0,3 mm et l'on devine les difficultés de repérage et de réglage.

Sur la gamme totale des ondes courtes allant de 10 à 50 m (soit de 30 à 6 Mc/s), on n'utilise pour la radiodiffusion qu'un certain nombre de bandes de fréquences. Ces bandes se situent aux environs de 11 m, 13 m, 16 m, 19 m, 25 m, 31 m, 41 m et 49 m. On a donc intérêt pour faciliter les réglages à étaler ces bandes (et ces bandes seulement) sur la plus grande partie de l'étendue du cadran.

Cet étalement peut être obtenu par divers procédés. Nous allons examiner les plus couramment utilisés :

a) Etalement par condensateur variable supplémentaire indépendant de faible capacité

Le principe de cette méthode est représenté sur la figure XXIII-3. En parallèle sur le condensateur variable normal CV est monté un condensateur variable d'étalement C_e que l'on manœuvre par un bouton séparé. Le condensateur variable d'étalement C_e présente une très faible capacité (10 à 30 pF maximum) et on peut lire ou repérer la position de C_e sur une échelle séparée inscrite sur le cadran.

Il est bien évident que la seule manœuvre d'un condensateur variable de 10 pF par exemple (au lieu de 490 pF pour CV normal) provoque un étalement de bande considérable.

Très souvent, C_e n'est monté en parallèle que sur la cage CV du circuit oscillateur, le déréglage du circuit d'accord n'étant pas très grand. Toutefois, il est possible de commuter pour les ondes courtes, deux condensateurs C_e jumelés : une cage C_e sur l'oscillateur et une autre cage C_e sur l'accord.

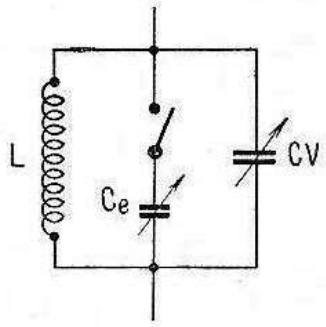


FIG. XXIII-3

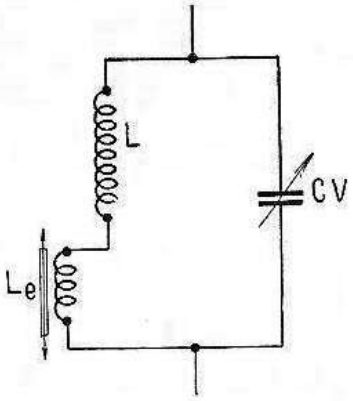


FIG. XXIII-4

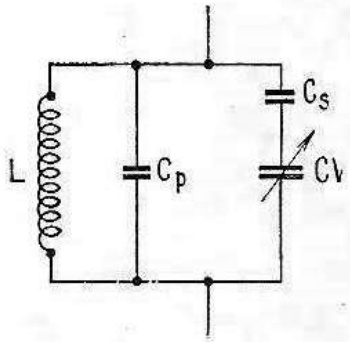


FIG. XXIII-5

Ce procédé d'étalement présente un avantage et un inconvénient :

L'usager aime parfois retrouver les émetteurs OC qu'il a identifiés toujours sur le même réglage, sur le même point, de son cadran.

Or, il est bien évident que pour que cela soit avec le cadran de C_e, il faut nécessairement pouvoir replacer CV toujours dans la même position pour une bande donnée. Ceci n'est hélas pas très facile à réaliser.

L'avantage de ce procédé est qu'il permet d'obtenir l'étalement de toutes les bandes OC, de *n'importe quelle bande OC*, de n'importe quel point même situé en dehors des bandes de radiodiffusion citées plus haut. En effet, le choix de la bande de fréquences que l'on désire étaler par C_e ne dépend que du réglage du condensateur variable principal CV.

Ce procédé d'étalement OC est souvent mis en application dans les récepteurs mixtes AM-FM (que nous étudierons au chapitre suivant) et porte le nom de « loupe OC ». Ce sont les condensateurs variables de faible capacité (environ 10 pF) utilisés pour la bande FM (modulation de fréquence) que l'on commute en parallèle sur les condensateurs variables normaux (accord et oscillateur).

b) *Etalement par variation de la self-induction des circuits*

Dans ce système, dont le principe est représenté sur la figure XXIII-4, on fait varier légèrement la valeur de la self-induction du bobinage oscillateur « ondes courtes », variation obtenue par déplacement d'un noyau plongeur dans la bobine L_e représentant une fraction de la bobine totale $L + L_e$. Ce dispositif présente le même inconvénient et le même avantage (pour les mêmes raisons) que le précédent.

c) *Etalement par commutation de condensateurs fixes d'appoint en série et en parallèle.*

Le principe de cette méthode est représenté sur la figure XXIII-5.

On réduit artificiellement la capacité du condensateur variable normal CV en intercalant un condensateur fixe C_s de faible valeur en série. La capacité résultante de CV et de C_s est alors insuffisante pour permettre l'accord de la bobine L dans la bande désirée. Cette déficience de capacité est donc compensée par l'adjonction d'un condensateur fixe complémentaire C_p en parallèle de valeur convenable.

Pour chaque bande étalée, les émetteurs se retrouvent toujours dans la même position de l'aiguille sur le cadran. Mais la disposition de C_s et de C_p doit être réalisée pour chaque bande que l'on désire étaler ; la valeur de C_p est différente pour chaque bande étalée. En outre, cette disposition doit être nécessairement prise aussi bien sur le circuit oscillateur que sur le circuit d'accord.

§ 4. — L'alignement des récepteurs à changement de fréquence

Lorsque l'on doit aligner un récepteur, c'est par le réglage des circuits de l'amplificateur moyenne fréquence qu'il faut commencer l'opération. Divers procédés plus ou moins complexes ont été proposés pour accorder un amplificateur MF ; nous n'avons jamais trouvé d'arguments majeurs en faveur des procédés compliqués. Nous n'avons retenu qu'une méthode *simple,* et ceci depuis de très nombreuses années, méthode qui a toujours donné d'excellents résultats à condition de la bien conduire. Nous l'exposons ci-après.

a) A l'aide d'un morceau de fil terminé par deux pinces crocodiles, court-circuitons le condensateur variable *oscillateur.*

b) Plaçons le récepteur en position PO (par le commutateur de gammes).

c) Si le récepteur comporte un système de sélectivité variable quelconque, le placer en position « sélectivité maximum ».

d) Réglons l'hétérodyne de mesure (ou générateur HF) sur la fréquence prévue pour l'accord des transformateurs moyenne fréquence. Relions la sortie de l'hétérodyne à la grille de commande (grille modulatrice) du tube changeur de fréquence, au moyen d'un fil blindé, le

blindage effectuant en même temps la connexion de masse entre le générateur et le récepteur.

e) Il nous faut maintenant un indicateur d'accord. Dans certains cas, on peut utiliser l'œil magique du récepteur même.

L'accord est obtenu pour la déviation *maximum* de l'œil magique ou indicateur cathodique.

Il est également possible d'utiliser comme indicateur d'accord, un voltmètre (à très forte résistance et de déviation totale pour 5 V environ) connecté aux bornes de la résistance cathodique de polarisation du tube MF. Dans ce cas, l'accord est obtenu pour la déviation *minimum* du voltmètre.

Jusqu'à présent, il est nécessaire que le récepteur possède un dispositif antifading, faute de quoi les indicateurs précédents ne fonctionneraient pas.

Si le récepteur n'a pas de ligne de CAV, il faut avoir recours à l'outputmètre. Tous les radio-contrôleurs modernes sont prévus avec cette fonction. De toutes façons, il ne s'agit que d'un voltmètre pour courant alternatif à grande résistance interne *et avec un condensateur* de 0,1 µF en série dans l'une des connexions. On connecte alors l'outputmètre entre la plaque du tube final BF et la masse. Dans ce cas, le signal émis par l'hétérodyne doit obligatoirement être modulé (1) et l'accord est obtenu pour la déviation *maximum* de l'aiguille de l'outputmètre.

f) Nous sommes prêts maintenant pour commencer l'opération. A l'aide de l'atténuateur réglant la tension HF de sortie de l'hétérodyne, il convient de réduire l'amplitude du signal *le plus possible* ; le signal doit être juste suffisant pour obtenir des déviations correctes et sensibles de l'indicateur employé. Ceci est très important. D'où nécessité d'avoir un indicateur très sensible, car plus le signal émis sera faible, plus l'alignement sera pointu, donc précis.

L'alignement débute par le secondaire du *dernier* transformateur MF (vis du condensateur ajustable, ou noyau de bobinage) ; puis, nous accordons le primaire, et ainsi de suite *en remontant* vers l'étage changeur de fréquence.

Si le désaccord des circuits est important, il est nécessaire de réduire, au fur et à mesure du gain obtenu, la tension de sortie de l'hétérodyne au moyen de l'atténuateur. Toujours, si le désaccord constaté était important, il serait nécessaire de refaire l'opération d'alignement encore une fois, dans le même sens (en remontant les circuits) ; en effet, le réglage d'un circuit réagit sur l'autre qui lui est couplé et qui vient d'être accordé.

De toutes façons, telle que nous l'avons exposée (indicateur sensible connecté sur la détection, signal d'injection faible, et reprises successives des réglages dans lordre de l'alignement), cette méthode simple permet d'obtenir un réglage absolument précis et correct du canal MF d'un récepteur.

---

(1) Si la profondeur de modulation du signal émis par le générateur est ajustable, ne pas exagérer dans ce sens. Un taux de modulation de 30 % est suffisant.

Bien entendu, après l'alignement des transformateurs MF, nous décourt-circuitons le condensateur variable oscillateur, nous déconnectons l'indicateur d'accord et le générateur. Nous pouvons maintenant envisager le réglage HF, c'est-à-dire celui de la commande unique (changement de fréquence, oscillateur, accord et amplificateur HF, le cas échéant). Nous disons bien : maintenant, et maintenant seulement ; car il serait ridicule de vouloir aligner les circuits HF avant que les circuits MF ne soient parfaitement accordés.

L'alignement de la commande unique consiste à régler les circuits d'accord et les circuits d'oscillateur de façon à obtenir le maximum de sensibilité, à recevoir les stations sur les indications correspondantes du cadran, et à ce que la différence entre la fréquence d'accord et la fréquence de l'oscillateur soit constante et égale à la moyenne fréquence du récepteur.

Avant de procéder au réglage de la commande unique, il convient de repérer l'emplacement des divers trimmers (accord et oscillateur) et paddings prévus pour chaque bande. Quelquefois les indications sont données directement sur le récepteur (mais c'est hélas très rare).

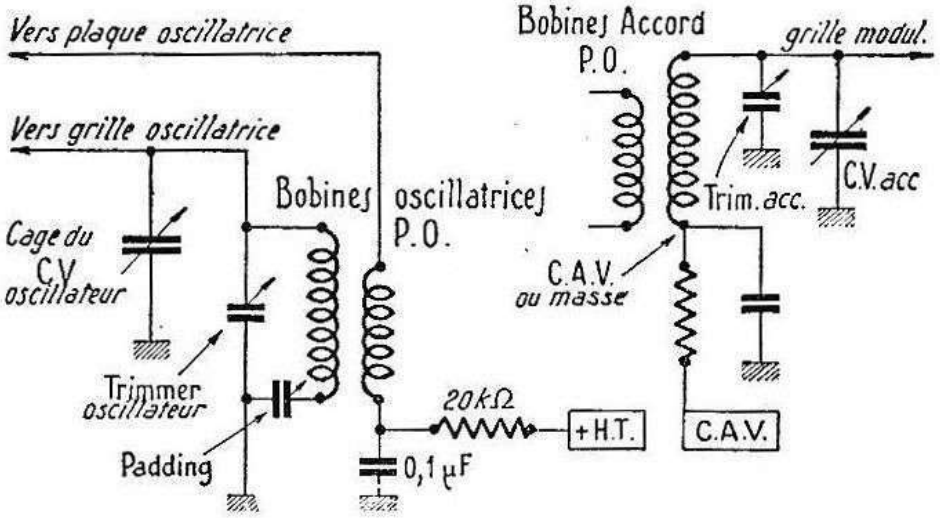


FIG. XXIII-6

Pour repérer chaque trimmer et padding d'oscillateur d'une part, et chaque trimmer d'accord d'autre part (ceci pour chaque gamme), on pourra s'aider de la figure XXIII-6 dans laquelle, pour plus de clarté, tous détails de commutation ont été volontairement omis (représentation d'une seule gamme). Naturellement, on pourra rencontrer des récepteurs ne comportant pas tous les trimmers et paddings par bande ; parfois un seul trimmer oscillateur monté sur la cage correspondante du condensateur variable se règle en PO, les autres bandes ne possédant pas de trimmer. De toutes façons, le padding OC est généralement supprimé (connexion directe) ; mais ceci n'est pas obligatoire, auquel cas ce padding a une forte capacité.

D'autres montages comportent des blocs de bobinages (conception moderne) ; ces bobinages possédant des noyaux de fer pulvérisé. Dans ce cas, les paddings oscillateurs sont fixes et le réglage s'opère en agissant sur les noyaux filetés. Les bobines d'accord peuvent aussi comporter un noyau ; dans ce cas, les bobines d'accord sont réglées par le trimmer dans les bas de gamme (longueurs d'onde les plus faibles), et réglées par le noyau dans les hauts de gamme (longueurs d'onde les plus élevées).

Nous allons procéder à l'alignement de tous ces circuits, mais par quelle bande commencer ?

Pour cela, il convient de respecter scrupuleusement les indications données par le fabricant du bloc de bobinages sur la notice fournie avec chaque bloc. Cette notice est indispensable, car elle indique souvent la répartition des noyaux de réglage et des trimmers (ce qui facilite le travail) ; mais surtout cette notice donne les fréquences de réglage (ou points d'alignement) pour chaque gamme d'onde.

Nous allons d'abord connecter un indicateur visuel comme dans le cas du réglage des circuits MF : soit voltmètre sur une résistance de cathode de polarisation de l'étage MF, soit outputmètre (voltmètre BF de sortie)... à moins que l'on utilise l'indicateur cathodique même du récepteur. Précisons, en passant, que de nombreuses hétérodynes (ou générateurs HF) possèdent un indicateur cathodique incorporé dont la grille de commande est accessible. Il suffit alors de relier cette grille à la ligne de CAV du récepteur, à la sortie de la résistance de détection ; c'est ce que nous avons représenté sur la figure XXIII-7.

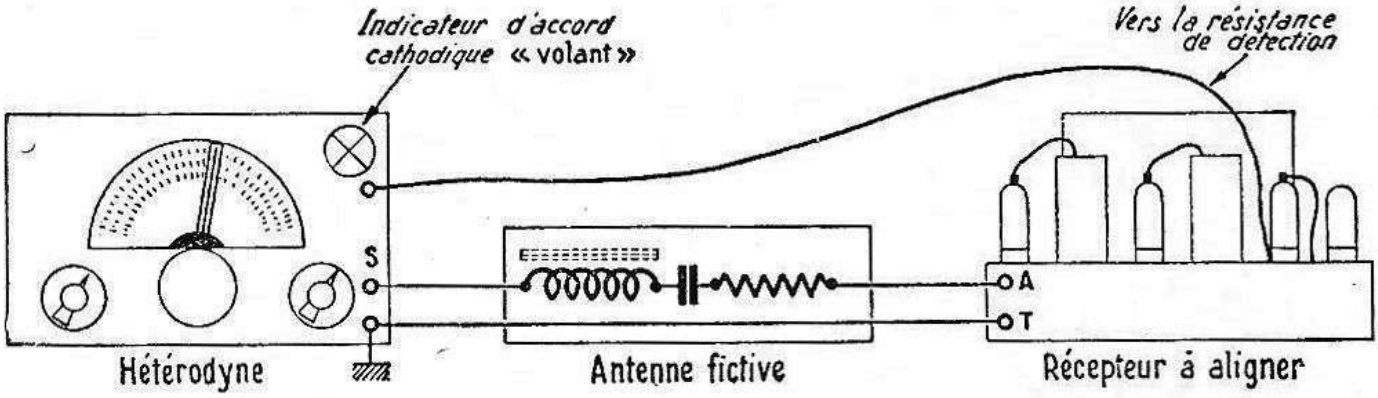


FIG. XXIII-7

Ensuite, on pourra relier la sortie du générateur HF à l'entrée (douilles antenne-terre) du récepteur en intercalant une « antenne fictive » ; voir figure XXIII-7. Cette antenne fictive est constituée par une bobine de 20 microhenrys, un condensateur de 200 pF et une résistance au carbone de 25 Ω, le tout connecté en série. Personnellement, nous n'utilisons que très rarement ce dispositif : Le récepteur à aligner est muni d'une antenne moyenne normale, le circuit d'entrée se trouvant ainsi chargé correctement ; quant au générateur HF, il rayonne son

signal au moyen d'une tige verticale (cuivre 20/10 de mm) connectée à la sortie S.

Nous n'allons pas donner la liste des opérations pour chaque bande : on procède toujours de la même façon chaque fois ; rappelons que l'on peut simplement trouver des bandes pour lesquelles les réglages sont fixes (1). De toutes manières, la gamme PO comporte toujours *tous* les éléments réglables pour faire un alignement correct ; aussi allons-nous exposer le procédé d'alignement en utilisant l'exemple du réglage de la gamme PO (gamme de 550 à 1 550 kc/s) :

a) Régler l'hétérodyne sur 1 400 kc/s.

b) Manœuvrer l'aiguille du récepteur pour entendre le signal émis par l'hétérodyne. Si l'aiguille ne correspond pas exactement à la graduation 1 400 kc/s, c'est que le récepteur est déréglé.

c) Régler le trimmer oscillateur, pour amener l'aiguille sur 1 400 kc/s (audition du signal de l'hétérodyne sur la graduation correcte du cadran du récepteur).

d) Ce premier réglage de l'aiguille étant fait, il faut donner le maximum de sensibilité au récepteur en ajustant le circuit d'accord. En conséquence, régler le trimmer d'accord pour obtenir la *déviation maximum* de l'indicateur. Si le récepteur comporte un étage HF ou un présélecteur, régler de la même façon le trimmer HF ou le trimmer présélecteur.

e) Procéder maintenant au réglage à l'autre extrémité de gamme. Le générateur est calé sur 580 kc/s. Manœuvrer l'aiguille du récepteur pour entendre le signal émis par le générateur. Si la position de l'aiguille ne correspond pas exactement à la graduation 580 kc/s du cadran, agir sur le padding ou sur le noyau oscillateur.

f) Si le récepteur comporte des noyaux pour le réglage des circuits d'accord et HF, ajuster ces noyaux sur 580 kc/s également pour obtenir la déviation maximum de l'indicateur.

g) Si l'on a constaté un gros écart vers 580 kc/s et que l'on ait eu à agir fortement sur le padding ou le noyau oscillateur, il convient de reprendre le réglage du trimmer oscillateur sur 1 400 kc/s.

h) Mêmes remarques pour les noyaux d'accord et HF éventuellement prévus ; si le désaccord était important, il faudrait reprendre le réglage des trimmers accord (et HF, le cas échéant).

Pour la bande PO donnée, soit de 550 à 1 550 kc/s, nous avons opéré les réglages sur 1 400 et 580 kc/s ; ces fréquences s'appellent les points d'alignement.

L'alignement de la commande unique d'un récepteur sera conduit d'une manière complète en opérant pour *chaque bande* comme nous venons de l'exposer ci-dessus.

---

(1) Dans ce cas, il n'y a évidemment aucun alignement à faire, ou simplement un réglage partiel, pour la bande considérée.

CHAPITRE XXIV

La modulation de fréquence

§ 1. — Généralités

Avant d'aborder cette importante question de la réception de la modulation de fréquence, il importe de bien fixer les idées sur deux points capitaux caractérisant une onde modulée en fréquence.

Jusqu'à maintenant, nous avons étudié les ondes modulées en amplitude ; ce sont des ondes HF de fréquence fixe, mais d'amplitude variable au rythme de la modulation. Tandis que dans le cas d'une onde modulée en fréquence :

a) A l'intensité (ou amplitude) de la modulation BF correspond l'amplitude de la *variation* de fréquence (excursion ou swing).

b) A la fréquence de la note BF de modulation correspond la *vitesse* de la variation de fréquence.

Un dessin nous aidera à nous faire comprendre. Regardons la figure XXIV-1. En A, nous représentons le signal BF de modulation. En B, nous avons l'oscillation HF à moduler : axes verticaux = amplitude V, axes horizontaux = temps *t*.

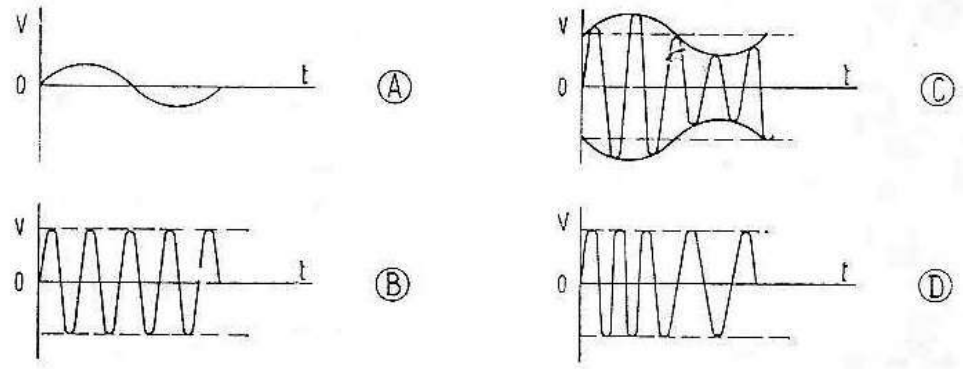


FIG. XXIV-1

Si nous modulons en amplitude notre oscillation HF, le résultat est représenté en C (oscillation haute fréquence de B modulée en amplitude par le signal basse fréquence de A) : la fréquence de l'oscillation HF est constante, mais l'amplitude varie.

Par contre, si nous modulons en fréquence, par ce même signal BF, notre même oscillation HF, le résultat est représenté en D : l'amplitude de l'oscillation HF est constante, mais sa fréquence varie.

Dans la modulation en amplitude, on ne peut dépasser une profondeur de modulation de 100 % ; en effet, au-dessus, il y a coupure de la porteuse. En modulation de fréquence, un son peu intense produit une faible variation de fréquence. Par exemple, pour une note de faible amplitude, la fréquence du courant HF variera seulement de 800 cycles/seconde, de part et d'autre de sa valeur, en l'absence de modulation (fréquence moyenne porteuse). Cette même note, mais beaucoup plus forte, produira une grande variation de fréquence, par exemple 50 000 cycles/seconde, de part et d'autre de la fréquence moyenne. Précisons de nouveau que, dans les deux cas, la fréquence de la note étant la même, la *vitesse* de variation est également la même En modulation de fréquence, au point de vue profondeur de modulation, on peut donc adopter une infinité de solutions donnant sensiblement le même résultat. Par exemple, pour une variation donnée du niveau acoustique à transmettre (écart entre les *pianissimi* et les *fortissimi*), on peut prévoir des swings de 25, 50, 100 ou 500 kilocycles/seconde, etc. Seules, la « dynamique » de l'émission et la fidélité de transmission guideront notre choix.

Les émetteurs FM (fréquence modulée) fonctionnent dans la bande 88 à 100 Mc/s. Des essais ont montré que le « swing » de fréquence devait être, pour la modulation maximum, de 75 kc/s.

En résumé, en faveur de la modulation de fréquence, nous notons :

1° Possibilité de réaliser une émission à haute fidélité et à dynamique élevée (si l'on se désintéresse du swing de fréquence), d'où nécessité de l'exploitation des ondes ultra-courtes ;

2° Réception antiparasite par écrêtage intégral (amplitude constante) quoique sur OTC, les parasites ne soient pas très gênants, à part ceux créés par les bougies de voitures automobiles ;

3° Les évanouissements sélectifs qui concernent certaines fréquences du spectre HF et rendent la parole, par exemple, très difficilement compréhensible en modulation d'amplitude, n'ont presque aucun inconvénient en modulation de fréquence, puisque chaque fréquence BF est transmise en utilisant toute la largeur du spectre HF.

§ 2. — Réception des ondes modulées en fréquence

Bien qu'il soit possible de recevoir les ondes modulées en fréquence à l'aide d'un récepteur à amplification directe, muni d'un détecteur convenable, nous laisserons ce procédé de côté parce que désormais désuet. Nous ne nous occuperons que de la réception FM par le procédé du changement de fréquence. Le principe général du fonctionnement d'un récepteur pour FM est, à peu de choses près le même que celui d'un récepteur pour modulation d'amplitude. Nous noterons les différences suivantes :

a) Le changement de fréquence s'effectue sur VHF ; ce qui est évident, puisque les émetteurs FM, nous l'avons dit, se répartissent dans la bande 88 à 100 Mc/s.

b) L'amplification moyenne fréquence doit être suffisamment large pour respecter la bande de 75 kc/s représentant le « swing » généralement adopté pour la modulation de fréquence. Cette largeur de bande de 75 kc/s est obtenue facilement du fait de la valeur « moyenne fréquence » relativement grande choisie ; en effet, cette valeur MF standardisée adoptée pour les récepteurs à modulation de fréquence est de 10,7 Mc/s. Mais avec une MF aussi élevée, l'amplification est plus difficile à obtenir et un seul étage moyenne fréquence ne suffit pas ; nous aurons donc généralement deux étages moyenne fréquence.

c) L'étage détecteur, ainsi appelé en modulation d'amplitude, porte le nom de *démodulateur*, et il est tout à fait différent.

d) Les étages BF (dits à haute fidélité) doivent être très soignés si l'on veut bénéficier de toutes les possibilités, de toutes les qualités des émissions musicales en modulation de fréquence.

C'est donc sur l'étage *démodulateur* que nous voudrions attirer l'attention de nos lecteurs, puisque les montages détecteurs vus pour la modulation en amplitude ne conviennent absolument pas.

Plusieurs montages démodulateurs pour FM ont été proposés ; citons les principaux :

a) Le discriminateur Foster-Seeley ;

b) Le démodulateur de phase à lampe ennéode type EQ80 (une cathode, sept grilles et une anode) ;

c) Le discriminateur de rapport.

Dans ce cours élémentaire, nous nous limiterons à l'examen de ce dernier. C'est d'ailleurs ce montage que l'on rencontre sur presque tous les récepteurs FM. Un étage démodulateur à discriminateur de rapport est représenté sur la figure XXIV-2. Un enroulement tertiaire L_3 est couplé à l'enroulement primaire L_1 du transformateur F_T. Les circuits primaire L_1 et secondaire L_2 sont accordés sur la valeur MF (soit 10,7 Mc/s). La tension MF du secondaire est décalée de 90° par rapport à celle du primaire. Le secondaire comporte une prise médiane reliée à L_3 couplée au primaire. Une plaque et une cathode de la double diode 6AL5 reçoivent, d'une part une partie des tensions secondaires, d'autre part une tension provenant du primaire par l'enroulement tertiaire. Lorsque la fréquence MF n'est pas modulée, c'est-à-dire qu'elle correspond exactement à 10,7 Mc/s, le *rapport* des tensions détectées par les deux diodes est égal à l'unité. Aucune tension BF n'apparaît. Si la fréquence change (modulation), les tensions appliquées sur les diodes ne sont plus les mêmes, le rapport des tensions est différent de l'unité et une tension BF variant au rythme de la modulation apparaît sur la prise médiane du secondaire.

Le condensateur de 5 µF électro-chimique shuntant la résistance de charge de 30 kΩ court-circuite les variations d'amplitude de faible durée, telles que celles provoquées par exemple par les parasites. On

obtient ainsi, en même temps que la démodulation recherchée, un effet auto-limiteur d'amplitude rendant le récepteur moins sensible aux parasites. Généralement, on demande aussi au dernier tube amplificateur MF de remplir un effet de limitation d'amplitude avant le discriminateur. Cet effet limiteur est obtenu simplement en alimentant l'écran de ce tube à faible tension : montage d'une résistance chutrice R_1 de forte valeur.

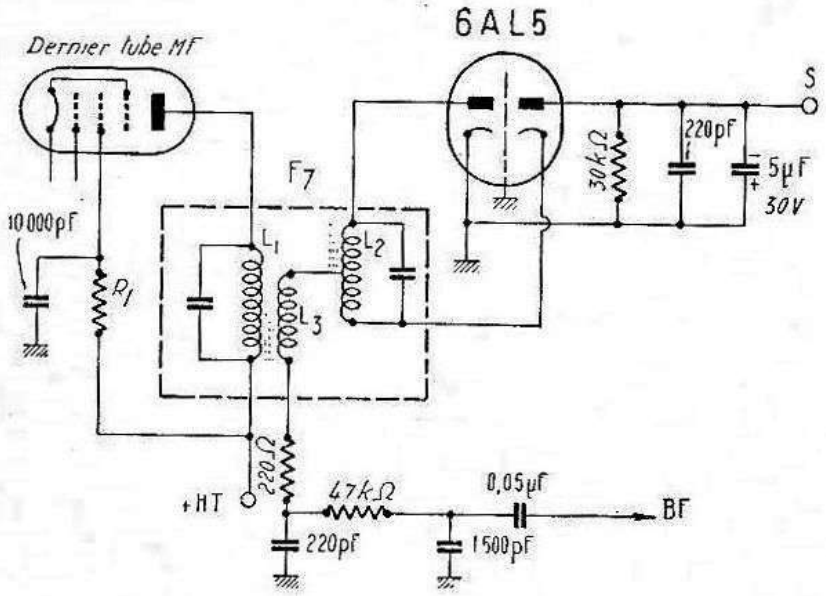


FIG. XXIV-2

Les signaux BF traversent le filtre de désaccentuation (47 kΩ et 1 500 pF) affaiblissant les aiguës, ces dernières étant volontairement accentuées à l'émission. On obtient ainsi une réduction supplémentaire des perturbations parasitaires ou bruit de fond pouvant encore subsister.

En modulation de fréquence, l'accord exact est absolument nécessaire (sinon, distorsions sur les fortissimi). Or, contrairement à ce que l'on peut à la rigueur faire en modulation d'amplitude, l'accord exact ne saurait être obtenu uniquement « à l'oreille » ; en FM, il faut nécessairement avoir recours à un indicateur visuel. La composante négative continue disponible au point S de la figure XXIV-2 est proportionnelle à l'amplitude du signal MF. A l'accord exact, cette amplitude est maximum ; il en est de même pour la tension négative au point S qui peut être appliquée sur la grille d'un indicateur cathodique d'accord, d'où traduction immédiate visible sur l'écran dudit indicateur.

§ 3. — Réception par adaptateur FM

« Adaptateur » est ici un bien petit mot, en ce sens qu'il s'agit presque d'un récepteur complet ; en effet, seule la section BF est absente de ce qu'il est convenu d'appeler « adaptateur FM ». Le schéma d'un adaptateur FM de qualité est donné sur la figure XXIV-3. Il comporte une platine commerciale (câblée, réglée) aux étages haute fréquence et changeur de fréquence ; étage HF : tube ECC84 ; étage CF : tube

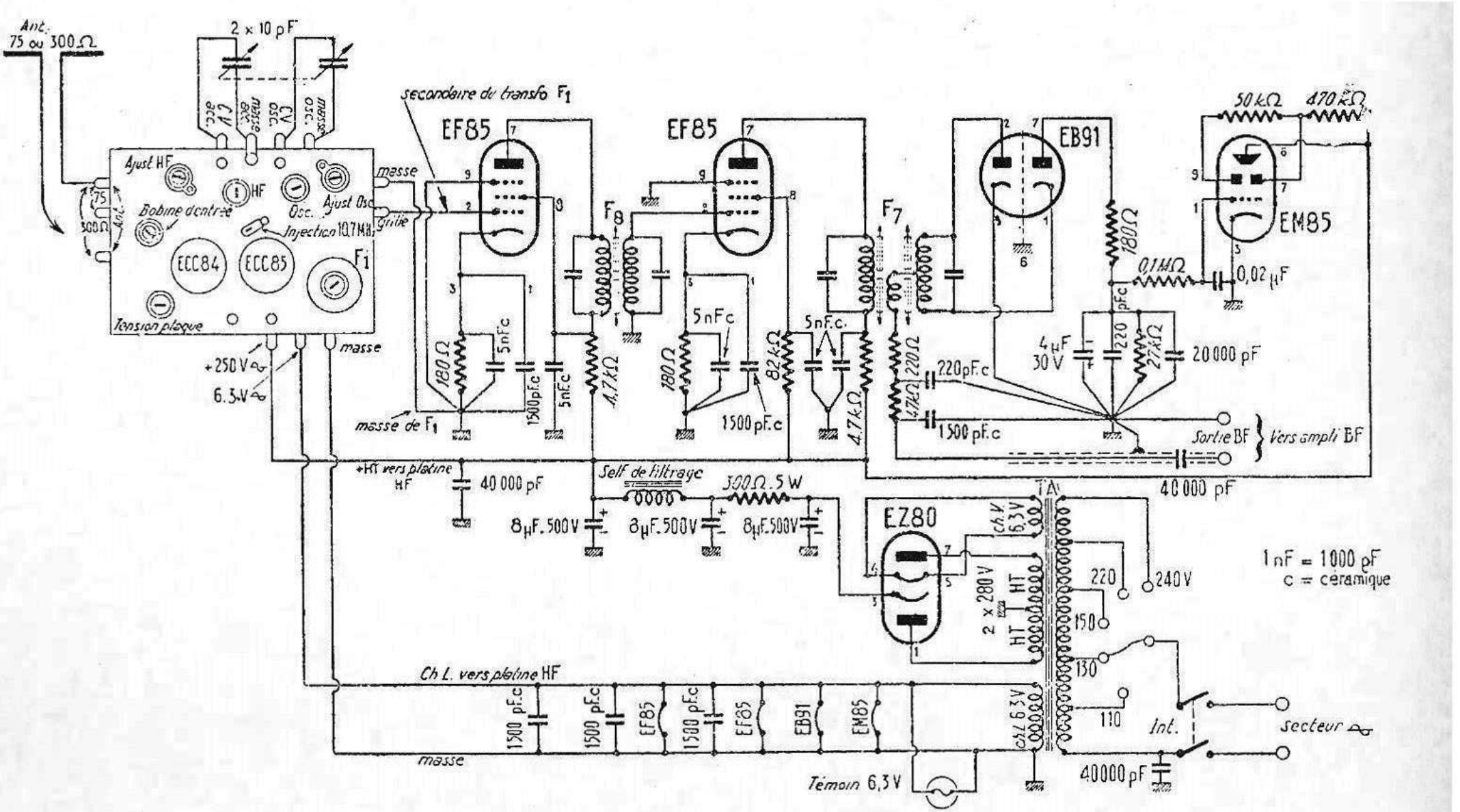
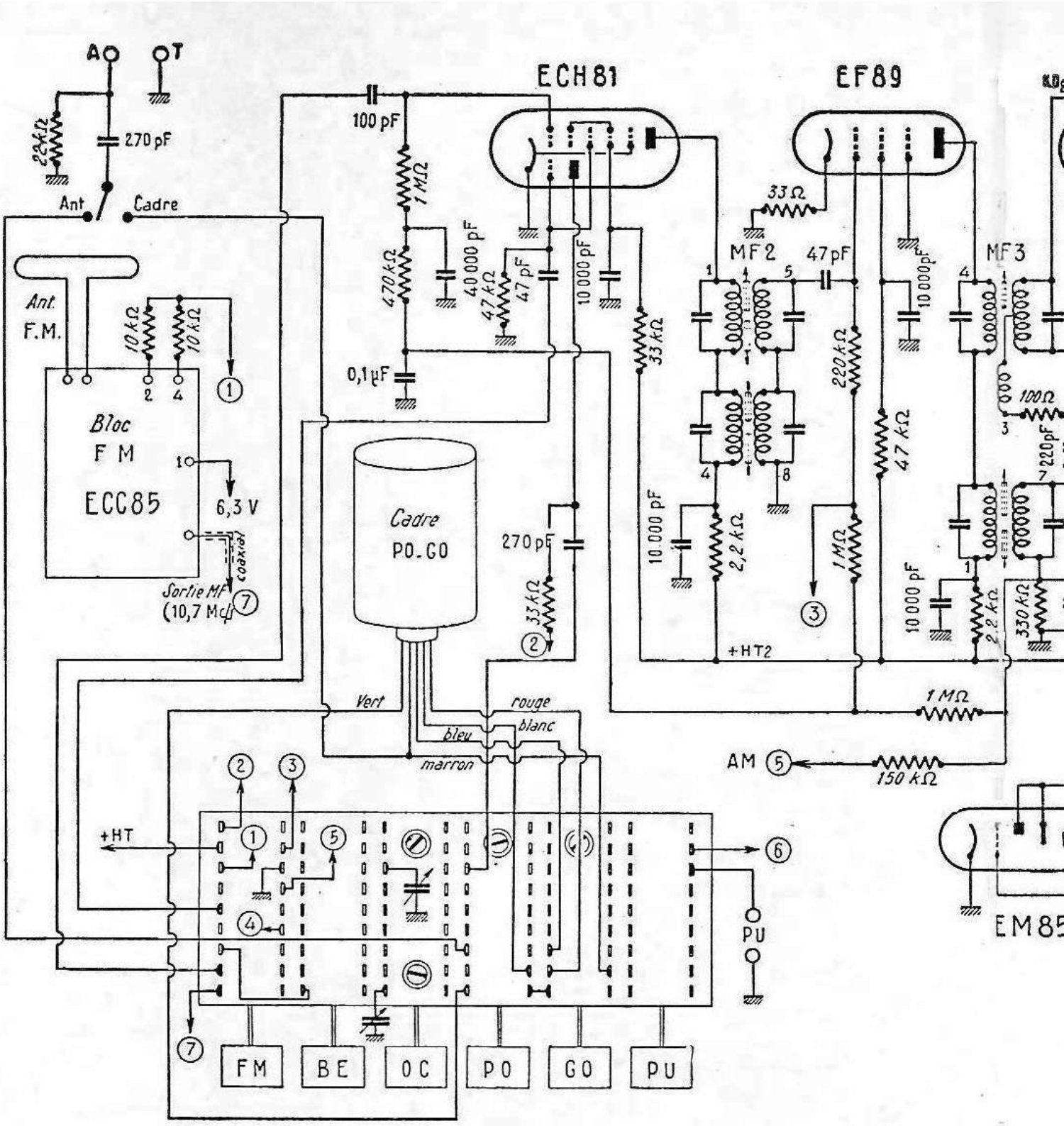

Ant. 75 ou 300 Ω
2 x 10 pF
Ajust HF
HF
Osc.
Ajust Osc
Bobine d'entrée
Injection 10,7 MHz
ECC84
ECC85
F1
Tension plaque
masse
grille
secondaire du transfo F1
EF85
EF85
F8
F7
EB91
EM85
50 kΩ
470 kΩ
180 Ω
0,1 MΩ
0,02 µF
5 nF.c
1500 pF.c
4,7 kΩ
82 kΩ
220 pF.c
4 µF 30 V
220
27 kΩ
20 000 pF
+250 V
6,3 V
masse de F1
+HT vers platine HF
40 000 pF
Self de filtrage
300 Ω . 5 W
8 µF. 500 V
EZ80
TA
ch.V 6,3 V
2 x 280 V
HT
220
240 V
150
130
110
Int.
secteur
1 nF = 1000 pF
c = céramique
Ch L. vers platine HF
masse
Témoin 6,3 V
40000 pF

FIG. XXIV-3


AO
OT
22kΩ
270 pF
Ant
Cadre
Ant.
F.M.
10 kΩ
10 kΩ
2
4
1
Bloc
F M
ECC85
6,3 V
coaxial
Sortie MF
(10,7 Mc)
7
ECH81
EF89
100 pF
1 MΩ
470 kΩ
40 000 pF
47 kΩ
47 pF
10 000 pF
33 kΩ
0,1 µF
33 Ω
MF2
47 pF
MF3
10 000pF
220 kΩ
47 kΩ
100Ω
220pF
10 000 pF
2,2 kΩ
1 MΩ
330 kΩ
Cadre
PO.GO
270 pF
33 kΩ
+HT2
Vert
rouge
bleu
blanc
marron
1 MΩ
AM
5
150 kΩ
+HT
6
PU
FM
BE
OC
PO
GO
PU
EM85

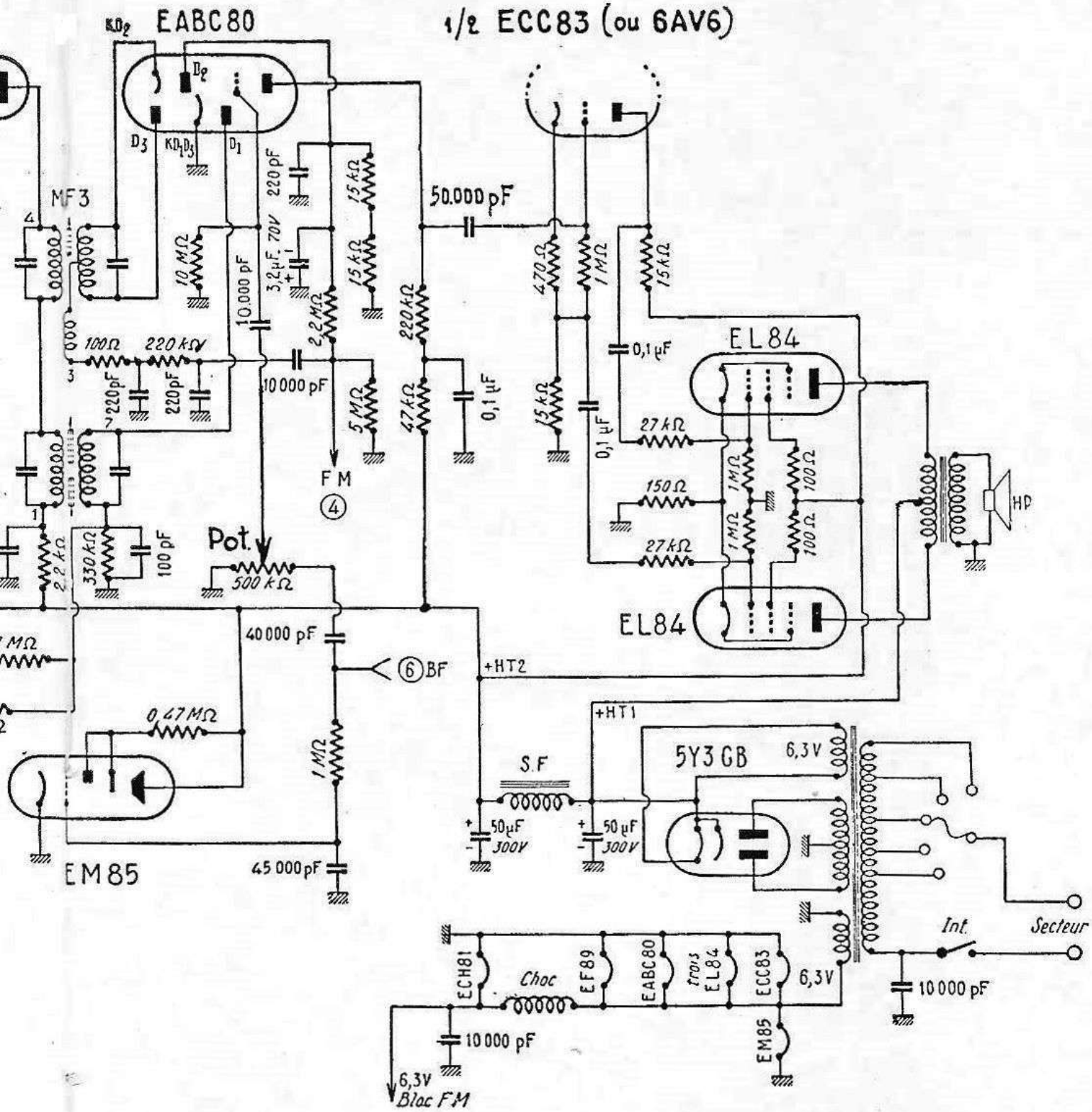

EABC80
1/2 ECC83 (ou 6AV6)
MF3
50.000 pF
EL84
EL84
HP
FM
Pot.
500 kΩ
40 000 pF
BF
+HT2
+HT1
0,47 MΩ
EM85
45 000 pF
S.F
5Y3 GB
6,3 V
50 µF 300 V
50 µF 300 V
Int.
Secteur
10 000 pF
ECH81
Choc
EF89
EABC80
trois EL84
ECC83
6,3V
EM85
10 000 pF
6,3V
Bloc FM

FIG. XXIV-4

ECC85 (oscillateur-mélangeur). L'entrée est prévue pour l'utilisation d'une antenne soit à descente de 75 Ω d'impédance, soit à descente de 300 Ω d'impédance (voir § 5). La recherche des stations dans la bande 88 à 100 Mc/s s'effectue par un condensateur variable à cages jumelées (10 pF par cage) commandé par un démultiplicateur avec cadran et alidade.

Le premier transformateur MF (F1) est fixé sur la platine d'entrée. Ensuite, nous avons deux étages MF avec tubes EF85, transformateur F8 et discriminateur F7. Le canal MF est accordé sur 10,7 Mc/s. L'effet limiteur est obtenu par réduction de la tension d'écran du second tube EF85. Dans cette réalisation, la démodulation, à la suite du discriminateur F7, est obtenue par un montage en détecteur de rapport.

L'accord exact est obtenu par l'examen de l'écran de l'indicateur cathodique EM85.

La sortie « BF » est à relier, par fil blindé, à l'entrée « pick-up » d'un récepteur possédant une bonne section basse fréquence, ou mieux à l'entrée d'un amplificateur BF à haute fidélité.

L'alimentation ne présente rien de spécial, si ce ne sont les condensateurs de découplage aux bornes « filaments » de chaque lampe.

Bien entendu, il existe aussi des adaptateurs FM (ou « tuners » FM) entièrement équipés par des *transistors*. A titre documentaire, on pourra se reporter aux revues spécialisées publiant fréquemment des réalisations de ce genre.

§ 4. — Récepteur mixte AM-FM

Un récepteur mixte AM-FM est un appareil permettant, soit la réception des ondes modulées en amplitude (AM), soit la réception des ondes modulées en fréquence (FM), une grande partie des organes de l'appareil étant utilisée tour à tour dans l'un et l'autre cas.

Le schéma de principe d'un récepteur AM-FM est donné sur la figure XXIV-4.

a) *Réception de la FM*

Le changement de fréquence pour la réception des stations FM est assuré par un bloc spécial précâblé équipé d'un tube ECC85.

Le premier transformateur FM1, dont le primaire constitue le circuit plaque de la convertisseuse, fait partie du bloc précâblé. La liaison à la grille de la première amplificatrice moyenne fréquence (grille modulatrice ECH81) se fait par un morceau de câble coaxial.

Sur la position « FM », la cosse grille modulatrice se trouve reliée à la sortie précitée du secondaire de MF1 ; les tensions MF de 10,7 Mc/s sont donc amplifiées par la partie heptode de l'ECH81 qui travaille ainsi en première amplificatrice moyenne fréquence.

Une deuxième commutation assurée par un autre circuit et commandée par la même touche relie la haute tension soit aux deux résistances de 10 kΩ du bloc FM (position FM) soit à la résistance de 33 kΩ

d'alimentation de plaque oscillatrice sur les positions AM. Sur la position FM la partie triode oscillatrice n'oscille plus, la haute tension étant supprimée.

La troisième commutation concerne l'antifading, qui est court-circuité sur la position FM : le point commun des deux résistances de 220 kΩ et de 1 MΩ du circuit grille de l'EF89 se trouve en effet relié à la masse sur la position FM alors que les tensions de VCA sont transmises à la grille de l'EF89 sur les positions AM.

La quatrième commutation est celle de l'entrée « BF » de l'amplificateur basse fréquence, qui se trouve reliée à la sortie « FM » du détecteur de rapport sur la position FM ou à la sortie de la détection « AM » sur les positions AM.

Le transformateur MF2 est du type mixte 10,7 Mc/s et 455 kc/s. La pentode à grande pente EF89 joue le rôle de deuxième amplificatrice moyenne fréquence 10,7 Mc/s sur la position FM. Sa cathode est reliée à la masse par une résistance non découplée de 33 Ω. L'écran est alimenté par résistance série de 47 kΩ.

La détection FM est assurée par une diode et une cathode de la triple diode EABC80 (diodes D_2 et D_3). Le montage est du type classique à détecteur de rapport. Nous avons mentionné sur le schéma les indications D_1 D_2 et D_3 en regard des diodes correspondantes. La cathode K D_1 D_3 est commune aux éléments diode D_1, diode D_3 et à l'élément triode, alors que l'autre cathode (K D_2) correspond à l'élément diode D_2. L'EABC80 a été spécialement conçue pour équiper les récepteurs mixtes AM/FM le même élément triode étant monté en étage préamplificateur basse fréquence, deux diodes équipant le détecteur de rapport et la troisième assurant la détection normale AM.

La composante continue nécessaire au fonctionnement de l'indicateur cathodique noval EM85 est prélevée aux bornes de la résistance de détection FM par un pont de deux résistances (2,2 MΩ et 5 MΩ). La liaison à la grille est assurée par la même commutation que celle de l'entrée de l'amplificateur BF.

b) *Réception des gammes d'ondes AM (modulation d'amplitude)*

Les gammes reçues en AM sont les suivantes :

GO, de 315 à 154 kc/s ;
PO, de 1 600 à 520 kc/s ;
OC, de 18 à 5,9 Mc/s ;
BE, de 6,4 à 5,92 Mc/s.

Le bloc des bobinages (accord et oscillateur) du type à clavier du changeur de fréquence à lampe ECH81 (triode-heptode) est associé à un cadre antiparasite à air orientable, fonctionnant sur les gammes PO et GO. Le branchement de l'antenne nécessaire en OC s'effectue automatiquement en fin de rotation du cadre.

Sur les positions AM, la sortie MF de 10,7 Mc/s n'est plus reliée à la grille modulatrice de l'ECH81 ; la haute tension est appliquée à la résistance de plaque oscillatrice de 33 kΩ.

La partie triode oscille normalement et la partie heptode joue le rôle de modulatrice classique.

Les tensions moyenne fréquence AM, de 455 kc/s, sont transmises par le transformateur mixte MF2 à la girlle de l'amplificatrice MF EF89. On remarquera qu'un condensateur au mica de 47 pF est utilisé pour transmettre les tensions MF, l'antifading étant appliqué par une résistance de 220 kΩ en série avec une résistance de 1 MΩ. Ce montage permet, comme nous l'avons indiqué, de ne pas appliquer l'antifading sur la position FM en court-circuitant à la masse sur cette position l'extrémité inférieure de la résistance de 220 kΩ.

La détection AM est assurée par la diode D_1 de l'EABC80. La cathode correspondante (K D_1 D_3) est à la masse. La résistance de détection est de 330 kΩ. Les tensions de C.A.V. sont prélevées aux bornes de cette résistance et filtrées par deux cellules en cascade (1 MΩ — 0,1 µF et 470 kΩ 40 000 pF) avant d'être appliquées à la grille modulatrice.

Comme indiqué sur le schéma de principe, l'indicateur d'accord miniature EM85 est constitué par un ensemble triode et un système de contrôle, comportant une tige de déviation, reliée à une broche indépendante. Cette tige de déviation est reliée extérieurement à la plaque triode et alimentée par une résistance de 470 kΩ alors que l'écran fluorescent est alimenté sous 250 V. D'une grande luminosité, l'EM85 possède une bonne sensibilité d'accord, même pour les signaux faibles.

L'amplificateur BF est naturellement le même, soit qu'il s'agisse de l'écoute AM, soit qu'il s'agisse de l'écoute FM. Le volume sonore s'ajuste par le potentiomètre *Pot.* L'entrée BF marquée 6 est attaquée, soit par le détecteur pour modulation en amplitude, soit par le discriminateur de rapport (FM), soit par le pick-up, selon la position des poussoirs de commutation du clavier. Une amplification de tension est assurée par la partie triode du tube EABC80 (triple diode-triode). Le déphasage nécessaire à l'attaque du push-upll est effectué par un élément triode de ECC83 monté en déphaseur cathodyne. L'étage final push-pull-classe AB1 comporte deux lampes pentodes EL84. Dernière précision . Sur le schéma de principe de la figure XXIV-4, les connexions portant le même numéro sont à relier.

Circuits haute fréquence et convertisseur pour FM

Dans les schémas précédents, nous n'avons pas détaillé les circuits se rapportant aux étages haute fréquence et changement de fréquence utilisés pour la réception FM. Nous n'avons pas la prétention d'examiner tous les montages ou toutes les solutions possibles ; nous nous limiterons seulement aux deux schémas les plus répandus... tous les autres pouvant s'y rattacher en tenant compte de quelques légères variantes ou des types de lampes utilisées.

Le premier montage que nous allons examiner est représenté sur la figure XXIV-5-1. Nous employons un tube double triode ECC85. La première triode fonctionne en amplificatrice HF ; le retour marqué « C.A.G. » peut être relié à la masse directement, ou connecté à la ligne

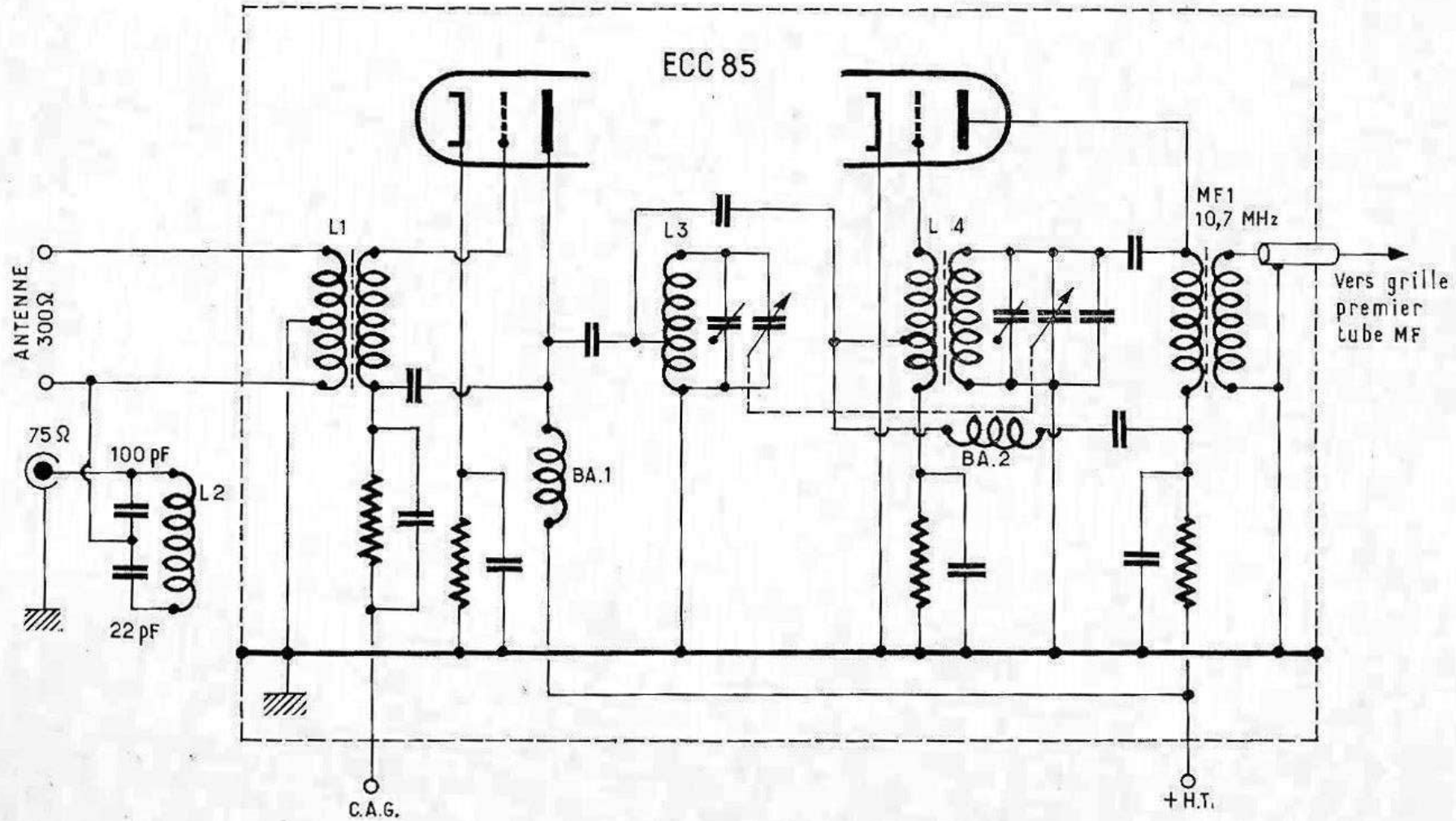

ECC 85
L1
L3
L 4
MF1
10,7 MHz
ANTENNE
300Ω
75Ω
100 pF
L2
22 pF
BA.1
BA.2
Vers grille
premier
tube MF
C.A.G.
+H.T.

FIG. XXIV-5-1

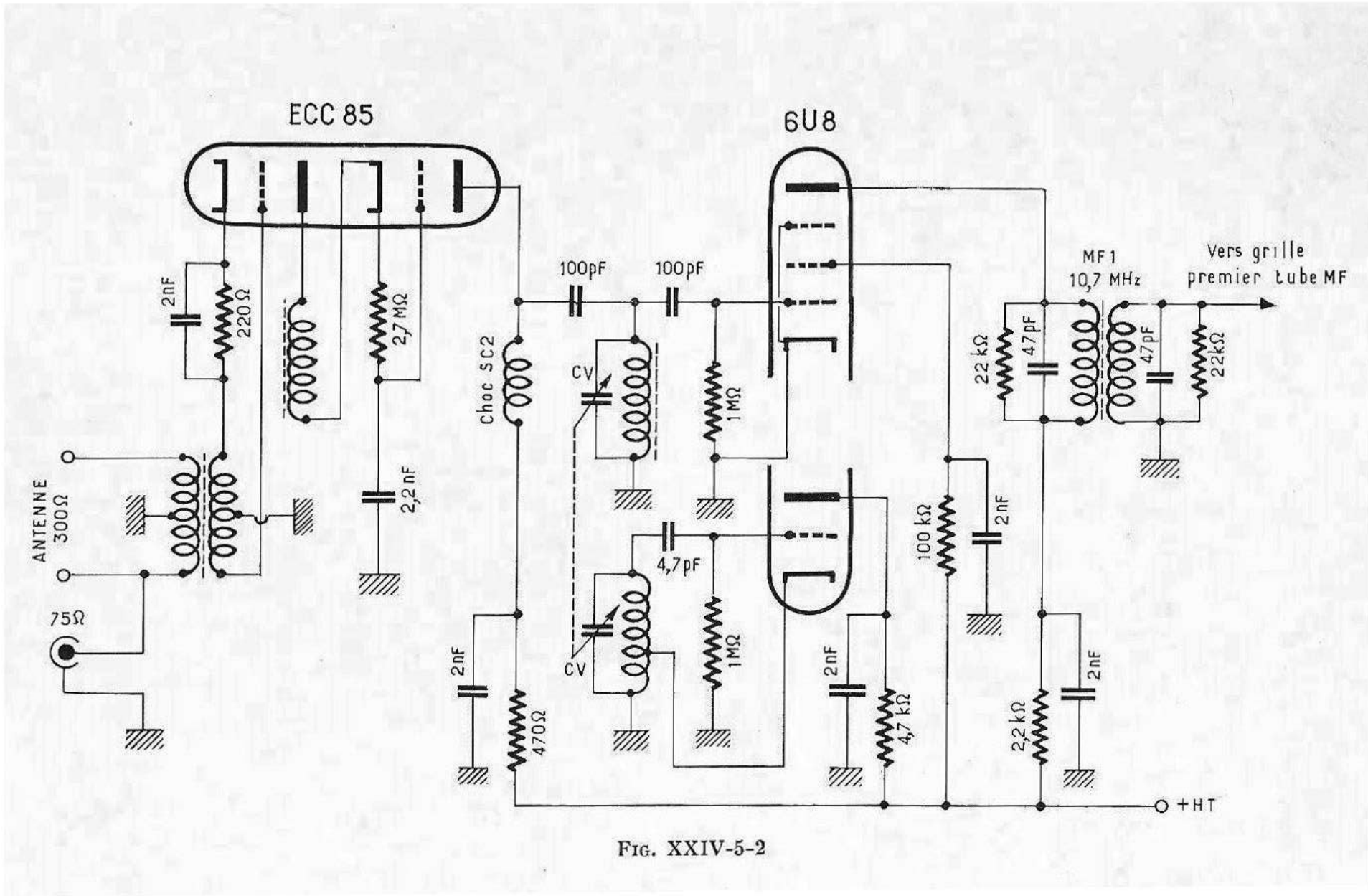

ECC 85
6U8
ANTENNE 300Ω
75Ω
2nF
220Ω
2,7 MΩ
2,2 nF
Choc SC2
100pF
100pF
CV
CV
1MΩ
1MΩ
4,7pF
2nF
470Ω
2nF
4,7 kΩ
100 kΩ
2nF
2,2 kΩ
2nF
22 kΩ
47pF
MF 1
10,7 MHz
47pF
22kΩ
Vers grille
premier tube MF
+HT

FIG. XXIV-5-2

de commande automatique de gain du récepteur. L'antenne est reliée, selon son impédance, à la prise 75 Ω ou à la prise 300 Ω. Dans le second cas, la totalité de l'enroulement primaire L_1 est utilisée, alors que dans le premier cas, les signaux sont appliqués entre une extrémité du primaire et la prise médiane reliée à la masse.

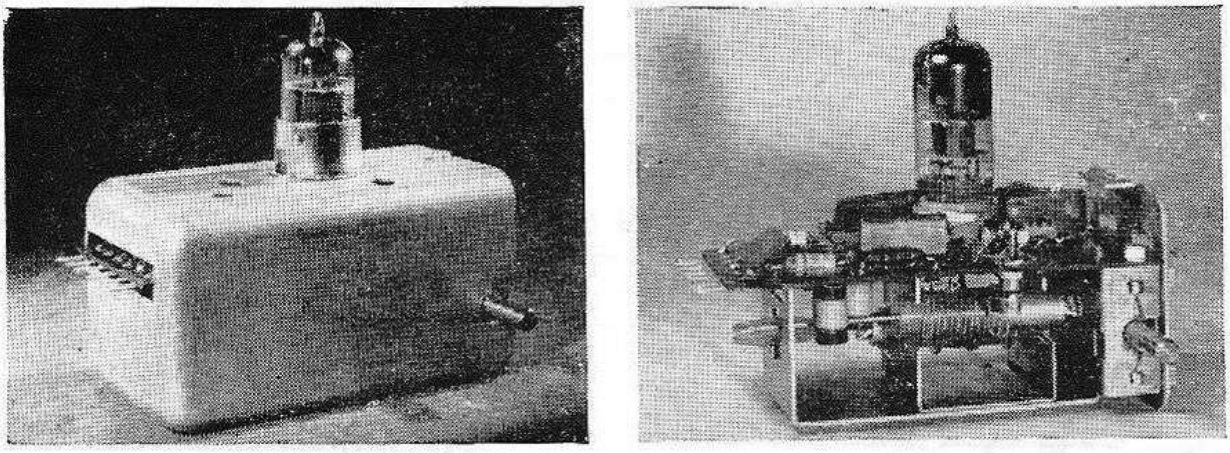
Un circuit réjecteur L_2, accordé sur 10,7 MHz (fréquence de conversion) est disposé en série dans l'entrée d'antenne 75 Ω ; un noyau magnétique ajustable permet le réglage de ce circuit.

L'anode de cette section triode amplificatrice est alimentée par l'intermédiaire d'une bobine d'arrêt BA_1, le circuit accordé L_3 commun également à la grille de la triode suivante étant monté en parallèle.

La seconde section triode fonctionne en oscillatrice-mélangeuse (circuit oscillateur L_4). Dans son circuit de plaque, nous avons le premier transformateur MF accordé sur 10,7 MHz dont le secondaire va attaquer la grille de commande du premier tube amplificateur MF.

Le second montage est représenté sur la figure XXIV-5-2. La première lampe est une double triode ECC85 à grande pente, montée en amplificatrice *cascode* à faible souffle (première triode normale, seconde triode attaquée par la cathode). Il n'est pas nécessaire d'accorder le circuit d'entrée à l'aide d'un condensateur variable ; ce circuit est simplement réglé dans le milieu de la gamme FM au moyen du noyau. Seul le circuit commun entre anode de sortie de l'étage HF cascode et la grille modulatrice est réglable par un condensateur variable. L'autre case du condensateur variable (jumelée) est utilisée pour le réglage de l'oscillateur.

L'étage convertisseur est équipé d'un tube 6U8, triode oscillatrice à couplage cathodique et pentode modulatrice. Aucune liaison électrique matérielle n'existe entre les deux sections oscillatrice et modulatrice ; l'injection de l'oscillation locale dans l'étage convertisseur s'effectue uniquement par la capacité existant entre les deux sections de la lampe et leur circuit.



A FIG. XXIV-6 B

Dans l'anode de la pentode, comme précédemment, nous avons le premier transformateur MF accordé sur 10,7 MHz.

La figure XXIV-6-A nous montre l'aspect d'un bloc convertisseur pour FM du commerce (Oréga) équipé d'un tube ECC85 ; en B, nous

voyons l'intérieur, le boîtier étant ôté. Le schéma de ce bloc est à peu près conforme au schéma de la figure XXIV-5-1, si ce n'est que l'accord est réalisé par noyaux plongeurs dans les bobinages au lieu de l'être par un condensateur variable à deux cases jumelées.

Tout comme il y a des adaptateurs (ou « tuners ») FM complets comportant exclusivement des transistors, il existe également des têtes HF/CF pour FM équipées de transistors.

§ 5. — Antennes spéciales pour FM

Les émissions en FM s'effectuent, nous l'avons dit, dans la bande de 88 à 100 Mc/s, c'est-à-dire entre 3,42 m et 3 m de longueur d'onde. Sur ces ondes très courtes, il est donc facile de réaliser des antennes accordées, c'est-à-dire vibrant en quart d'onde ($\lambda/4$) ou en demi-onde ($\lambda/2$), antennes accordées dont les performances sont nettement supérieures à une antenne ordinaire constituée par un fil isolé de *longueur quelconque*. Les meilleurs résultats sont obtenus avec une antenne vibrant en demi-onde, c'est-à-dire de longueur l égale à sensiblement $\lambda/2$.

Pratiquement, on ne détermine pas l'antenne d'après la longueur d'onde d'une unique station à recevoir, mais d'après la *longueur d'onde moyenne* de la bande de 3 m à 3,42 m. Une antenne demi-onde ainsi déterminée conviendra parfaitement pour n'importe quelle station située dans la bande FM entre les limites ci-dessus indiquées.

C'est ainsi que nous avons comme longueur d'onde moyenne :

$$\frac{3 + 3{,}42}{2} = 3{,}21 \text{ m}$$

Ce qui donne :

$$\lambda/2 = 1{,}60 \text{ m}$$

La longueur l de l'antenne sera de :

$$l = 0{,}95\ \lambda/2$$

c'est-à-dire 1,52 m.

0,95 est un coefficient de correction à faire intervenir pour tenir compte du fait que la propagation des ondes ne se fait pas à la même vitesse dans les métaux (antenne) que dans l'air.

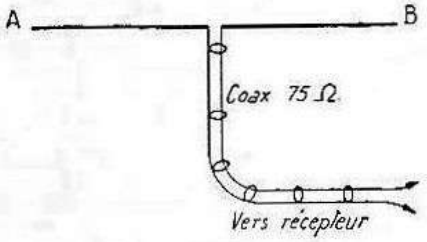


FIG. XXIV-7

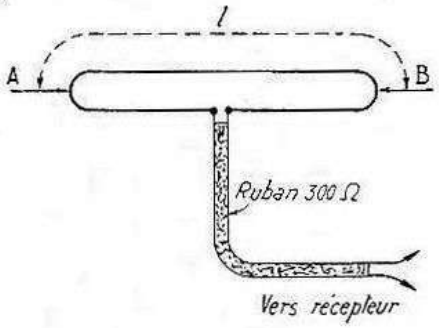


FIG. XXIV-8

La figure XXIV-7 montre la réalisation d'une telle antenne. La longueur l, soit les 152 cm trouvés précédemment, se mesure de A à B.

L'impédance centrale d'une telle antenne dipôle demi-onde est de 75 Ω ; elle doit donc être réunie à l'entrée de même impédance du récepteur par un câble de 75 Ω d'impédance caractéristique (câble coaxial).

Comme on le voit sur la figure XXIV-8, il est possible de réaliser une antenne dipôle demi-onde sous forme de boucle aplatie ; le dipôle porte alors le nom de « trombone ». Dans ce cas, la longueur *l* se mesure du point A au point B comme il est indiqué sur la figure. Par ailleurs, l'impédance centrale d'une telle antenne est de 300 Ω ; elle doit donc être réunie à l'entrée de même impédance du récepteur par un câble de 300 Ω d'impédance caractéristique (ruban bifilaire dit « twin-lead »).

Il est intéressant de monter ces antennes aussi haut que possible. On cherchera à avoir un excellent dégagement, surtout dans la direction de l'émetteur. En effet, ces antennes doivent être convenablement orientées. La direction de l'émetteur doit être perpndiculaire au plan imaginaire contenant l'antenne.

Si les conditons de réception sont difficiles, on peut augmenter les performances de l'antenne en installant un élément réflecteur R (longueur de cet élément : 160 cm) comme le montre la figure XXIV-9.

Théoriquement, la présence de l'élément réflecteur modifie l'impédance centrale du dipôle D ; toutefois, en plaçant le réflecteur à une distance de λ/4, soit 80 cm, son effet peut être négligé. Précisons que le dipôle D pourrait fort bien être du type de celui de la figure XXIV-7. Munie de son élément réflecteur, l'antenne doit être orientée par rapport à l'émetteur comme l'indique la flèche de la figure XXIV-9. On peut encore améliorer les performances de l'antenne en montant à l'avant du dipôle D, un ou plusieurs éléments « directeurs » ; mais ceci nous entraînerait trop loin pour le cadre de ce cours élémentaire.

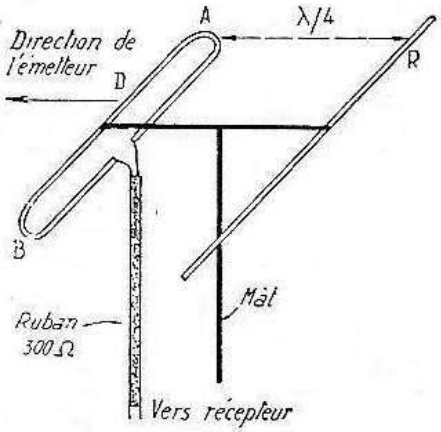


FIG. XXIV-9

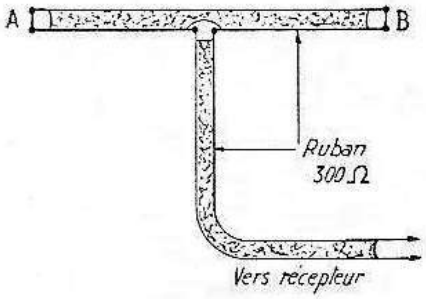


FIG. XXIV-10

Lorsque les conditions de réception sont bonnes, l'antenne FM est entièrement constituée en ruban plat 300 Ω : fils réunis et soudés aux extrémités A et B ; liaison à l'entrée du récepteur par un autre morceau de ruban (fig. XXIV-10). Le dipôle AB est alors monté *à l'intérieur* de l'ébénisterie du récepteur (fixé au panneau supérieur et replié contre les panneaux de côtés). Dans ce cas, la longueur AB du dipôle demi-onde est seulement de 128 cm ; car, le coefficient de correction n'est plus 0,95, mais 0,8 pour ce genre de ruban « twin-lead ».

§ 6. — Les émissions FM en stéréophonie et leur réception

La stéréophonie ne constitue pas une révolution de la technique sonore, mais une évolution nouvelle, un progrès certain qui nous rapproche encore du moment où tout amateur de musique pourra obtenir à domicile l'impression complète et véritable de l'audition directe d'un orchestre symphonique ou d'un ensemble de musique de jazz.

Aux appareils de qualité, dits à haute-fidélité, il manquait encore la possibilité d'assurer à l'auditeur la répartition des sons des instruments de musique dans l'espace, la localisation des sources sonores, l'effet de volume et d'ampleur. Déjà, sans doute, l'auditeur pouvait apprécier la distance et l'éloignement des sources, grâce aux variations d'intensité provenant seulement de la variation de leur distance, ou du réglage du volume-contrôle par l'ingénieur du son ; désormais, grâce à la stéréophonie, il peut distinguer la répartition sonore des instruments de l'orchestre, localiser à droite ou à gauche les instruments à vent ou à percussion d'un orchestre symphonique ou de jazz, les déplacements vers la droite ou la gauche d'un acteur, d'une musique militaire, ou d'un train en marche.

Ce premier effet de distribution, de répartition sonore, et de distinction des différents instruments de l'orchestre n'est pas le seul ; nous obtenons une sensation de présence et de volume absente jusqu'ici avec les appareils ordinaires monaurals et surtout une amélioration indéniable de la qualité sonore, tout au moins pour un certain niveau.

Inaugurées en 1958, les émissions stéréophoniques régulières de l'O.R.T.F. ont d'abord été réalisées au moyen de deux émetteurs à modulation de fréquence, chacun d'eux transmettant l'un des deux signaux stéréophoniques ; on fit de même en associant dans la région parisienne l'émetteur son de la télévision avec un émetteur FM. Puis on expérimenta parallèlement un procédé à sous-porteuse de 70 kHz, modulée en amplitude, pour la diffusion des deux informations stéréophoniques distinctes à partir d'un seul émetteur FM.

Toutes ces émissions étaient réalisées à titre de démonstration avec des procédés de transmission provisoires, car l'avenir de la radiodiffusion stéréophonique était lié à la normalisation internationale d'un système d'émission stéréophonique utilisant un seul émetteur FM ; c'est en attendant la conclusion d'un tel accord que se sont poursuivis les programmes de démonstration de l'O.R.T.F.

Les principales exigences auxquelles doit satisfaire un standard d'émissions radiostéréophoniques sont les suivantes :

1) Il doit pouvoir être transmis sur un canal de fréquences utilisées en radiodiffusion sans augmentation sensible de la largeur de bande pour ne pas provoquer un encombrement trop important du spectre ;

2) Il doit être compatible, c'est-à-dire pouvoir être reçu sur un appareil monophonique classique ;

3) Il doit permettre des auditions stéréophoniques de qualité comparable à celle des disques en utilisant des appareils simples ;

4) Il ne doit pas réduire sensiblement la portée des émetteurs actuels non stéréphoniques et la diminution de portée des émetteurs stéréophoniques doit être aussi faible que possible.

Le système de transmission stéréophonique à « fréquence pilote » (Multiplex)

C'est en 1963, à la suite d'études approfondies menées dans différents pays, que l'U.E.R. a recommandé à ses membres d'utiliser exclusivement le système de transmission dit « à fréquence pilote » pour la réalisation d'émissions stéréophoniques en modulation de fréquence. Ce système est identique, à quelques ajustements près, au système dont la mise en exploitation a été autorisée en 1961 aux Etats-Unis.

Pour transmettre deux signaux BF séparés à l'aide d'un simple émetteur, il est nécessaire d'utiliser le système multiplex. L'un des signaux est tout d'abord employé pour moduler une sous-porteuse ultrasonique, avec système de modulation tel que le spectre de fréquences en résultant soit situé au-dessus des fréquences audibles. Le signal modulé est alors ajouté à l'autre signal BF afin d'obtenir la modulation appliquée à l'émetteur principal. Les récepteurs monophoniques classiques accordés sur la fréquence de tels émetteurs reproduisent seulement la composante BF de la modulation et des adaptateurs spéciaux (ou « décodeurs ») permettent de rétablir les composantes BF originales des deux canaux et de recevoir en stéréophonie.

La méthode la plus simple est de transmettre les canaux de droite et de gauche constituant les informations stéréophoniques, l'un comme fréquence BF de modulation et l'autre sur le canal de la sous-porteuse. Toutefois, dans ce cas, l'auditeur ne possédant qu'un récepteur monophonique reçoit seulement la moitié du signal stéréophonique. Il n'y a donc pas compatibilité et cette méthode ne peut être retenue.

Pour y remédier, la méthode consiste à combiner les signaux de gauche (A) et de droite (B) de façon à obtenir A + B et A — B. Le signal A + B, qui est suffisant pour assurer une bonne réception monophonique, est transmis comme une fréquence de modulation BF et le signal A — B est transmis par le canal de la sous-porteuse.

Les adaptateurs stéréophoniques combinent les signaux A + B et A — B, par exemple dans des circuits matrices, afin de reconstituer les signaux originaux A et B. Le problème de la compatibilité est ainsi résolu.

La figure XXIV-11 montre le schéma fonctionnel de l'émetteur utilisé. Les signaux BF de gauche et de droite sont combinés de façon à obtenir les composantes A + B et A — B. Le signal A — B module en amplitude une sous-porteuse de 38 kHz, la sous-porteuse étant supprimée à l'émission afin de ne conserver que les bandes latérales. Pour que le récepteur puisse reconstituer la sous-porteuse de 38 kHz nécessaire pour démoduler l'information A — B, une sous-porteuse pilote d'une fré-

quence de 19 kHz est transmise avec une amplitude produisant une déviation de crête de la porteuse principale comprise entre 8 et 10 % de la déviation maximum autorisée.

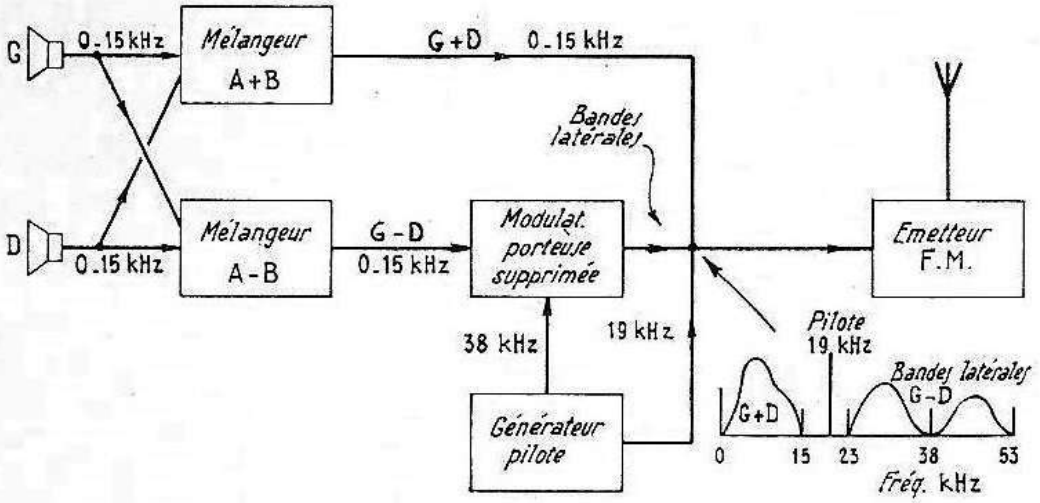


FIG. XXIV-11

La modulation multiplex appliquée à l'émetteur comprend trois composantes séparées :

1° Le signal A + B, constituant la modulation normale BF, avec spectre de fréquences s'étendant de 30 Hz à 15 kHz ;

2° La sous-porteuse pilote de 19 kHz d'amplitude constante ;

3° L'information A — B, sous la forme de bandes latérales de modulation d'amplitude d'une sous-porteuse de 38 kHz supprimée à l'émission, avec un spectre de fréquences s'étendant de 23 à 53 kHz. La figure montre l'encombrement total du spectre.

Un récepteur monophonique reproduit seulement le signal A + B, les composantes ultrasoniques de modulation étant éliminées par le circuit de désaccentuation et ne perturbant pas le fonctionnement de l'amplificateur BF suivant le tuner FM.

On peut se demander les raisons pour lesquelles la sous-porteuse originale de 38 kHz est supprimée à l'émission et remplacée par une fréquence pilote de faible amplitude, égale à la moitié de la fréquence de la sous-porteuse (soit 19 kHz) et pourquoi on ne transmet pas une fréquence pilote de 38 kHz. Si l'amplitude totale de la sous-porteuse était conservée, une proportion considérable de la déviation disponible de la porteuse principale serait occupée, même pendant les périodes ou les informations du canal différence A — B sont peu importantes ou inexistantes. Il en résulterait une diminution de la déviation disponible de la porteuse principale pour le signal somme A + B et les bandes latérales du signal différence, d'où une réduction du rapport signal/bruit.

La suppression de la sous-porteuse constitue donc une méthode permettant d'améliorer le rapport signal/bruit du système avec l'inconvénient d'une complication du récepteur qui doit reconstituer la sous-

porteuse. Des informations suffisantes doivent être transmises par l'émetteur pour que le récepteur puisse reconstituer la sous-porteuse de 38 kHz avec la phase correcte afin de détecter l'information A — B. C'est le rôle de la fréquence pilote de 19 kHz.

Si la fréquence pilote était sur la fondamentale de 38 kHz, il faudrait à la réception extraire une porteuse non modulée d'un grand nombre de composantes de bandes latérales pouvant être d'amplitude beaucoup plus élevée et espacées en fréquence de seulement 30 Hz.

Il en résulterait des problèmes très compliqués de filtrage.

En se reportant à la figure XXIV-11 qui montre l'encombrement du spectre, on voit qu'entre 15 et 23 kHz il existe une place libre qui permet de placer la fréquence pilote pouvant être extraite à l'aide de simples circuits accordés. Parmi les autres avantages de cette fréquence pilote, signalons que l'inversion de polarité du multiplex ne modifie pas les canaux de sortie A et B. La polarité des diodes du discriminateur n'a pas ainsi à être spécifiée et il devient plus facile d'utiliser des adaptateurs multiplex avec des tuners FM classiques.

Avec le système à fréquence pilote, si l'amplitude des signaux A et B est réduite à la valeur maximum pour laquelle l'un de ces signaux seul produit la déviation maximum autorisée, la déviation totale de la porteuse principale par les signaux somme (A + B) et différence (A — B) ne peut être supérieure au maximum autorisé.

Si l'on considère les deux cas extrêmes où A = B = 1 et A = — B = 1, la déviation maximum est produite respectivement par les signaux somme et différence. Dans les cas intermédiaires, la déviation disponible, entre les bandes latérales de A + B et A — B est dans un rapport déterminé par les relations de phase de A et B.

La prise de son en stéréophonie est bien connue. Elle consiste essentiellement à disposer *deux* microphones, ou *deux* groupes de microphones, captant préférentiellement, soit la partie de *droite*, soit la partie de *gauche*, de la source sonore (orchestre, par exemple).

Lors de la reproduction, il suffira de se replacer dans les conditions de l'émission ou de l'enregistrement, et de diffuser les deux « informations » au moyen de deux canaux séparés et de deux haut-parleurs (droite et gauche).

Au lieu de parler des signaux A et B comme nous l'avons fait jusqu'ici, nous pouvons tout aussi bien parler des signaux de gauche (G) et de droite (D), ce qui a l'avantage de mieux rappeler la disposition pratique.

En résumé, lors d'une émission stéréophonique, les signaux rayonnés par l'émetteur comprennent les « information » suivantes :

— La somme des modulations issues des canaux gauche et droite (G + D) ;

— La différence des modulations gauche moins droite (G — D) disponible sous la forme de deux bandes latérales centrées autour d'une sous-porteuse de fréquence 38 kHz, supprimée à l'émission ;

— Un signal pilote sinusoïdal de faible amplitude (10 % de la valeur totale) de fréquence 19 kHz permettant à la réception, après doublage de fréquence, de reconstituer les deux bandes latérales.

⁂

Principe de la réception

Le signal composite que l'on obtient à la sortie du discriminateur ou détecteur de rapport est appliqué directement à l'adaptateur (ou décodeur) stéréo. Il suffit de circuits relativement simples pour isoler le signal pilote et rétablir la sous-porteuse supprimée. Le diagramme en est donné sur la figure XXIV-12. Un étage amplificateur effectue simultanément la séparation des trois signaux. Un filtre passe-bas laisse passer les signaux inférieurs à 15 kHz, soit le signal G + D appliqué à un démodulateur qui rétablit les deux canaux ; un filtre passe-haut laisse passer sans atténuation les signaux supérieurs à 23 kHz et applique les

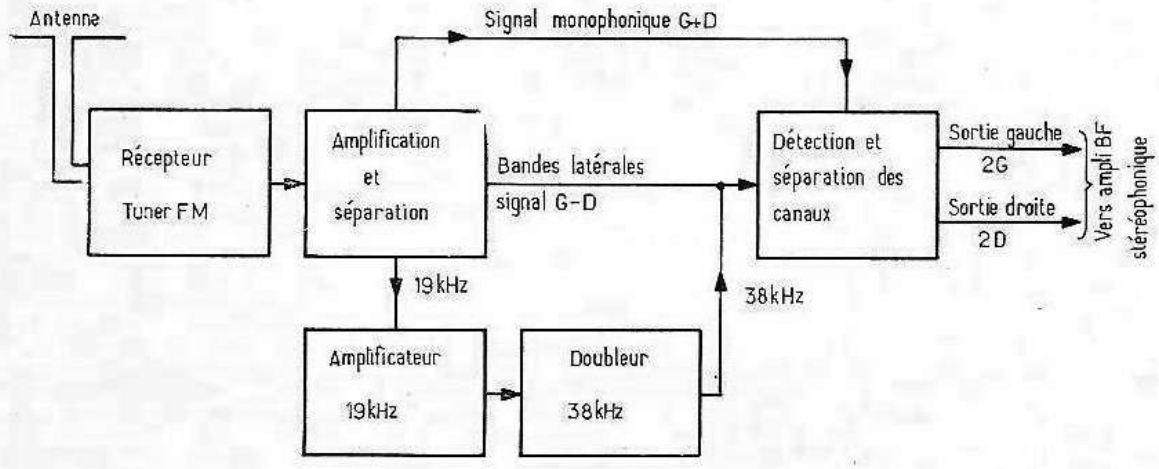


FIG. XXIV-12

fréquences des bandes latérales du signal G — D au détecteur. Un circuit accordé sur 19 kHz laisse passer la porteuse qui est appliquée à un étage amplificateur, puis attaque un doubleur accordé sur 38 kHz. Ce signal est ensuite ajouté aux deux bandes latérales, rétablissant ainsi complètement le signal G — D. Naturellement, la nouvelle porteuse doit avoir exactement la même fréquence que celle qui a été supprimée à l'émission (et même phase par rapport aux bandes latérales du signal). Ces conditions sont facilement obtenues avec le procédé simple que nous venons de voir.

Après application au circuit de détection, et à la sortie du réseau de séparation, on retrouvera les deux canaux gauche et droite.

En principe, tous les récepteurs FM possédant un amplificateur de fréquence intermédiaire à large bande passante et faible distorsion de phase peuvent être adaptés à la réception de la stéréophonie.

Indiquons, au passage, une petite variante de montage que l'on rencontre parfois (mais plus rarement) : Les signaux amplifiés de 38 kHz ne sont pas employés *directement ;* on les utilise pour *synchroniser* un oscillateur local sur 38 kHz, et c'est le signal de ce dernier qui est appliqué au circuit de détection.

Le signal G + D s'appelle signal monophonique, parce qu'en fait, c'est ce qui se produit lorsqu'on utilise *deux* microphones et un *seul* amplificateur. A la sortie du décodeur stéréophonique, la séparation des signaux s'obtient par somme ou différence. Un calcul algébrique élémentaire nous donne, en effet :

$$(G+ D) + (G - D) = 2 G$$
$$(G + D) - (G - D) = 2 D$$

Les deux signaux de sortie sont donc 2 G et 2 D. Ainsi, le signal monophonique (G + D) et le signal « différence » (G — D) apportent une égale contribution à l'amplitude des signaux BF de sortie gauche et droite.

⁂

Exemple pratique de décodeur à transistors pour stéréophonie FM multiplex

La figure XXIV-13 montre le schéma complet d'un adaptateur-décodeur à transistors pour stéréophonie FM multiplex, réalisé par la société CICOR. La partie entourée de pointillés correspond à une plaquette à circuits imprimés.

Le signal complexe issu du discriminateur du récepteur à modulation de fréquence, est appliqué sur la base d'un transistor AF126 à travers un pont constitué de deux résistances de 10 kΩ permettant de compenser le gain du circuit de décodage. La base de ce premier transistor voit donc le signal complexe composé de la somme, de la différence des signaux, ainsi que du signal pilote à 19 kHz. Ce transistor assure la séparation des signaux de modulation et du signal pilote. En effet son collecteur est chargé par un transformateur accordé sur 19 kHz et monté dans un pot ferrite, afin d'obtenir un coefficient de surtension maximum. De son émetteur est extrait le signal composite qui est directement appliqué sur le secondaire du transformateur qui attaque le circuit de décodage proprement dit.

Le secondaire à prise médiane du premier transformateur accordé sur 19 kHz attaque un système doubleur de fréquence constitué de deux diodes OA79. C'est donc un signal à 38 kHz qui, au travers d'un condensateur de 1 500 pF est injecté dans la base du deuxième transistor du type AC125 dont l'émetteur est faiblement découplé. En effet, il ne doit amplifier que le signal de fréquence 38 kHz. Normalement polarisé, ce transistor trouve dans son collecteur un circuit accordé. Afin de ne pas amortir le primaire de ce transformateur par l'impédance de sortie du transistor, le collecteur est branché à une prise. Le secondaire de ce

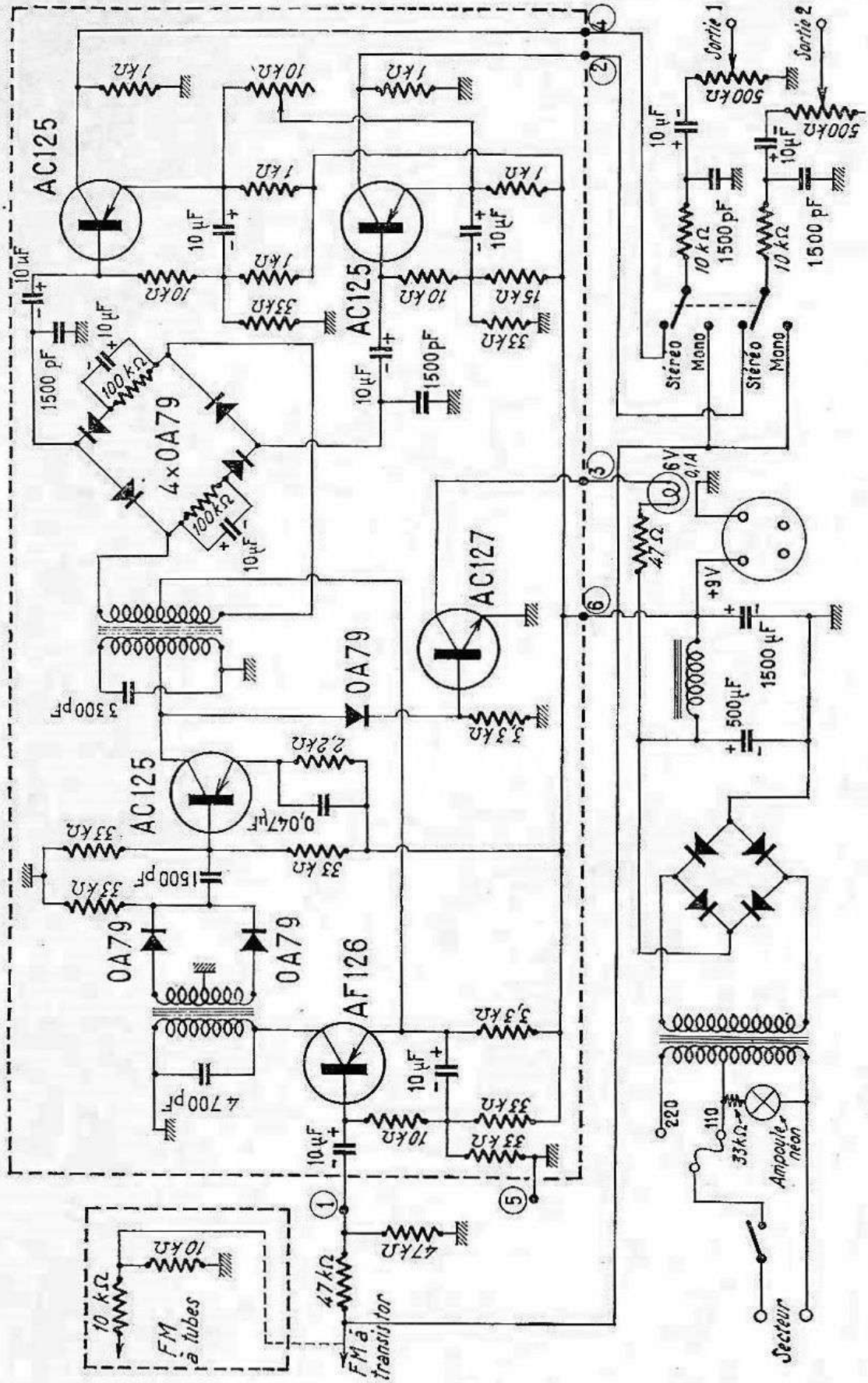

AC125
AC125
AC125
AC127
AF126
4 x OA79
OA79
OA79
OA79
1 kΩ
10 kΩ
33 kΩ
15 kΩ
3,3 kΩ
2,2 kΩ
47 kΩ
10 µF
1500 pF
3300 pF
4700 pF
0,047µF
100 kΩ
500 kΩ
500 µF
1500 µF
+9V
6V 0,1A
47Ω
Sortie 1
Sortie 2
Stéréo
Mono
Ampoule néon
220
110
33kΩ
Secteur
FM à transistor
FM à tubes

FIG. XXIV-13

transformateur attaque un circuit basé sur le principe du modulateur en anneaux. Le signal de fréquence 38 kHz bloque les diodes du modulateur en anneaux au moment voulu à condition que la phase soit respectée, c'est-à-dire que la phase de 38 kHz qui sert au décodage à la réception, soit la même que celle du signal à 38 kHz qui a servi au codage des informations lors de l'émission.

A la sortie de ce circuit on dispose donc séparément, des deux informations correspondant aux canaux gauche et droite.

Ces deux informations attaquent chacune la base d'un transistor de type AC125 monté en amplificateur classique à émetteur commun. Entre leurs émetteurs un potentiomètre ajustable permet de régler de façon optimum la séparation des canaux gauche et droite.

Les deux modulations gauche et droite sont donc directement disponibles sur les charges des collecteurs composées de résistances de 1 000 ohms.

Un dispositif simple permet de visualiser la présence des émissions stéréophoniques. Une diode OA79 connectée sur le collecteur du transistor AC125 amplifiant le signal à 38 kHz détecte l'enveloppe de ce signal et la tension ainsi recueillie est appliquée sur la base d'un transistor AC127 qui comporte dans son collecteur une ampoule à incandescence qui s'illumine en présence de l'émission stéréophonique.

Afin d'éviter de laisser en service le circuit décodeur lors de la réception des émissions effectuées selon le principe classique monophonique, un inverseur monophonie-stéréophonie permet à l'usager dès l'illumination du voyant témoin indiquant la présence d'une émission stéréophonique, de mettre en service le circuit décodeur.

A la sortie de cet inverseur on retrouve les cellules de désaccentuation classiques et le potentiomètre double de niveau dont l'importance sera précisée plus loin. L'alimentation de l'ensemble s'effectue à partir du secteur 115 ou 230 V, tensions commutables au moyen d'un cavalier répartiteur fusible. Le système de redressement et de filtrage est classique et fournit une tension de 9 V continus.

Il a été en plus prévu une prise permettant l'alimentation des récepteurs FM normalement étudiés pour fonctionner sur piles.

Remarques générales concernant l'utilisation d'un décodeur et son adaptation à un récepteur FM

— La bande passante des circuits du récepteur devra être suffisante pour transmettre sans affaiblissement la totalité de l'information G — D.

— Le circuit de désaccentuation disposé sur le récepteur devra être supprimé afin de transmettre toute la bande nécessaire. C'est au moyen de la commutation monophonie-stéréophonie que l'on remettra en circuit la désaccentuation après le module décodeur.

— Sur le schéma de la figure XXIV-13 le petit rectangle en pointillés montre le diviseur de tension supplémentaire (10 kΩ - 10 kΩ) utilisé à la sortie du discriminateur dans le cas d'un tuner à lampes.

— La bande passante du récepteur devra être supérieure à 180 kHz (à — 3 db).

— Le discriminateur du récepteur devra être linéaire pour une déviation en fréquence de ± 75 kHz.

— La courbe de réponse de l'amplificateur fréquence intermédiaire du récepteur devra présenter un creux minimum et le flanc de la courbe de discrimination devra être la plus rectiligne possible afin de minimiser les rotations de phase.

— Tout glissement de la phase du signal à 38 kHz servant à la réception, au décodage des informations, entraîne obligatoirement un mélange des deux voies. La phase de ce signal, reconstitué à la réception et servant au décodage, doit être la même que celle du signal ayant servi au codage de l'émission.

— Le réglage des circuits est réalisé en fabrication au moyen d'un générateur spécial et *il est impossible d'effectuer ce réglage en cours d'émission. Le déréglage de ces circuits nécessiterait un retour en usine.*

— Les caractéristiques des ferrites des circuits étant généralement sensibles à la température, il n'est pas recommandé de placer le décodeur à proximité d'une source de chaleur.

— Le potentiomètre de niveau qui équipe une grande partie des récepteurs FM commerciaux, devra rester dans sa position maximum, ce qui ne complique en rien l'utilisation, puisque l'adaptateur comporte un potentiomètre de niveau double, qui est utilisé aussi bien pour la réception monaurale que pour la réception stéréophonique.

— Relier l'entrée du décodeur à la sortie du récepteur FM et les deux sorties gauche et droite du décodeur à deux amplificateurs basse fréquence, ou aux deux entrées « radio » d'un préamplificateur stéréophonique.

— Vérifier que l'inverseur est sur la position monophonie.

— Mettre en marche au moyen du potentiomètre de niveau situé au centre de la face avant du décodeur, et accorder votre récepteur sur une station.

— Si le voyant stéréophonie s'illumine, vous êtes en présence d'une émission stéréophonique. Il est alors nécessaire de déplacer l'inverseur sur la position stéréophonie.

— Dès l'extinction du voyant indiquant l'arrêt d'une émission stéréophonique, repasser en position monophonie. De même, lorsque le récepteur étant accordé sur une station, *le voyant témoin reste éteint,* indiquant ainsi une émission monophonique, *l'inverseur doit être laissé sur la position monophonie ;* la non observation de cet impératif entraîne une *distorsion appréciable* dû au circuit de décodage qui resterait en service.

CHAPITRE XXV

Technologie des bobinages

Nous aimerions réserver ce chapitre à la technologie des bobinages utilisés sur les récepteurs de radio. En effet, les bobinages (soit HF, soit MF) susceptibles d'être rencontrés en pratique par le lecteur, sont si divers et de conceptions parfois très différentes, qu'il est sage de revenir et de s'attarder un peu sur cette importante question. Cet examen sera d'autant plus profitable que, maintenant, le lecteur connaît parfaitement le fonctionnement d'un récepteur de radio et le rôle de ses différents organes.

Les Blocs de Bobinages

Sur les récepteurs modernes à changement de fréquence, le bloc de bobinages est un organe compact groupant les circuits d'accord et les circuits de l'oscillateur, ceci pour chaque gamme ; nous avons aussi les condensateurs ajustables pour le réglage de chaque circuit et un commutateur multiple (généralement à galettes) permettant de passer d'une gamme à l'autre.

En principe, les éléments connexes tels que le condensateur variable et le ou les tubes sont indépendants. Signalons cependant que certains modèles de blocs forment un ensemble complet avec bobinages, commutateur, condensateur variable et lampes.

Avec les récepteurs à amplification directe, les blocs de bobinages sont beaucoup plus simples puisqu'ils ne comportent pas de circuits oscillateurs, mais uniquement des circuits d'accord.

Nous débuterons donc par ce type de blocs de bobinages, en étant cependant assez brefs, car les récepteurs à amplification directe se font de plus en plus rares, ou ne sont que des récepteurs de début pour de rapides essais.

Sur la figure XXV-1, nous voyons un bloc de bobinages permettant la réalisation facile des récepteurs avec détectrice à réaction, à une ou deux lampes. Ce bloc s'utilise avec un condensateur variable à une cage de 490 pF ; il ne comporte que trois bobinages très simples, un pour chaque gamme OC, PO et GO. La réaction est obtenue par couplage cathodique ; mais d'autres blocs semblables sont également réalisés pour obtenir la réaction par un enroulement auxiliaire couplé à chaque bobi-

nage. La mise en place de chaque gamme s'effectue par le réglage du noyau de fer pulvérisé correspondant.

Un second bloc de bobinages, toujours pour récepteurs à amplification directe, mais un peu plus compliqué, est représenté sur la figure XXV-2.

Il comporte des circuits sur PO et GO pour deux étages d'amplification ; autrement dit, nous pouvons réaliser un récepteur à 3 lampes ainsi conçu : étage d'accord HF, étage d'accord détection et étage final BF.

Les réglages s'effectuent par les noyaux magnétiques des bobinages et par les trimmers du condensateur variable, ce dernier étant ici un modèle à deux cages jumelées de 490 pF chacune.

Nous n'insisterons pas davantage sur les blocs de bobinages à amplification directe et nous passerons immédiatement sur les plus répandus, *les blocs à changement de fréquence.*

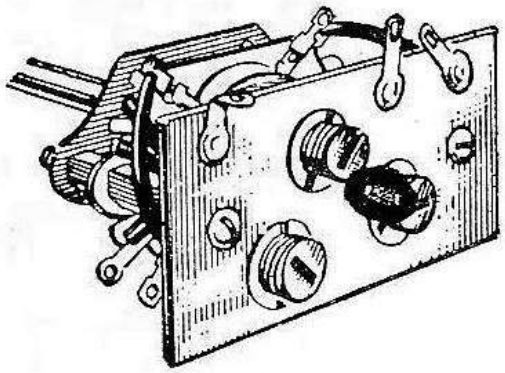


FIG. XXV-1

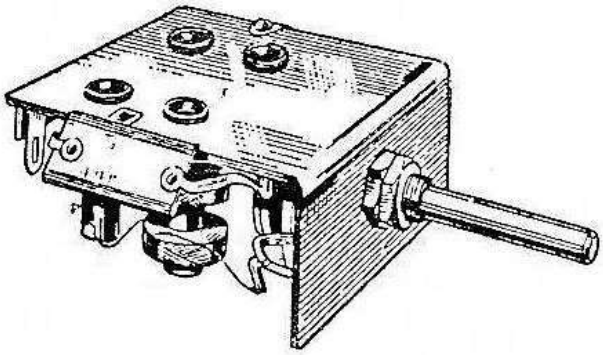


FIG. XXV-2

Dans ces derniers types de blocs, nous avons, par gamme, deux circuits bien distincts : le circuit d'accord et le circuit d'oscillateur. Nous avons l'accord sur le courant à haute fréquence modulée provenant de l'antenne, puis sa transformation par l'oscillateur en un courant de fréquence intermédiaire *constante* qui sera plus facile à amplifier qu'un courant de fréquence variable tel que celui du circuit d'accord. C'est le principe même du changement de fréquence, et si ce principe reste identique quel que soit le bloc des bobinages, ceux-ci existent cependant en une assez grande variété du fait que le nombre de gammes d'ondes peut être plus ou moins grand et que le collecteur d'ondes peut être une antenne ou un cadre.

La figure XXV-3 nous montre un bloc de bobinages à trois gammes OC - PO - GO couvertes comme suit :

OC de 5,8 à 17,9 Mc/s ;

PO de 515 à 1 604 kc/s ;

GO de 155 à 306 kc/s.

Ce bloc s'utilise conjointement avec un condensateur variable à deux cages de 2 × 490 pF avec trimmers. La fréquence intermédiaire fournie destinée à l'amplification (MF) est de 455 kc/s.

Le circuit d'entrée du bloc étant à haute impédance, on peut employer des antennes diverses. Le tube à employer avec de tels blocs est généralement une triode-hexode (fonctions oscillatrice-modulatrice) genre 6E8, ECH3, ECH42, ECH81, etc.

Des modèles de blocs dits « pour oscillateur ECO » comportent un circuit oscillateur prévu pour le montage à réaction cathodique. Ils conviennent alors pour des tubes tels que 6BE6, 12BE6, etc. Les circuits d'accord sont inchangés.

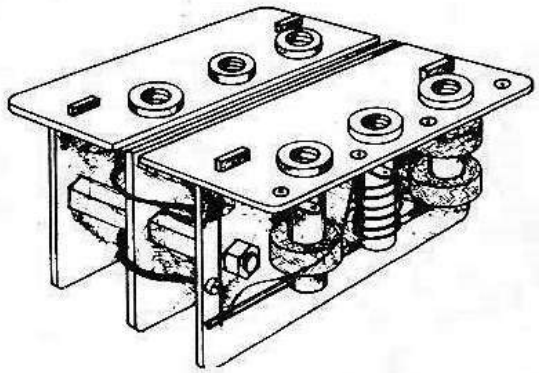


FIG. XXV-3

Outre les trois gammes classiques mentionnées précédemment, on dispose fréquemment d'une quatrième position effectuant la commutation radio-pick-up.

Nous pouvons aussi rencontrer les blocs dits à 4 gammes. Outre les 3 gammes standards OC, PO et GO, nous avons alors une quatrième gamme, dite BE, ou bande étalée. Il s'agit de l'étalement sur tout le développement du cadran, d'une fraction de la bande OC normale, en l'occurrence la bande dite « 49 mètres » (de 5,9 à 6,4 Mc/s).

Généralement, nous disposons aussi d'une cinquième position permettant la commutation du pick-up.

Citons aussi les blocs dits à 5 gammes qui, outre les trois gammes habituelles OC, PO et GO normales, comportent deux bandes étalées BE1 et BE2.

Le plus souvent, ces bandes étalées sont les suivantes :

BE1 de 41 à 51 mètres ;

BE2 de 24,50 à 32,50 mètres.

Comme précédemment, une sixième position est ordinairement prévue pour la commutation du pick-up.

Tous ces blocs s'utilisent avec des condensateurs variables à deux cages de 490 pF jumelées. Sauf indication spéciale, la fréquence moyenne résultante est de 455 kc/s (MF normalisée actuelle) ; toutefois, nous le verrons plus loin, dans certains cas particuliers, il est utile de pouvoir disposer d'un bloc de bobinages fournissant une valeur de moyenne fréquence différente de la valeur normalisée. Les constructeurs bobiniers ont prévu cela et peuvent alors fournir de tels blocs sur demande.

La répartition des cosses de connexions des blocs varie d'un constructeur à l'autre. Mais, pour éviter toute erreur, chaque bloc est livré accompagné d'une notice indiquant la correspondance des cosses, ainsi que le schéma à respecter pour les connexions au condensateur variable et au tube changeur de fréquence. Ainsi, notre figure XXV-4 montre un tel schéma extrait de la documentation Oréga représentant l'utilisation d'un bloc type « Dauphin » 5 gammes (OC - PO - GO - BE1 - BE2) avec la commutation radio/pick-up.

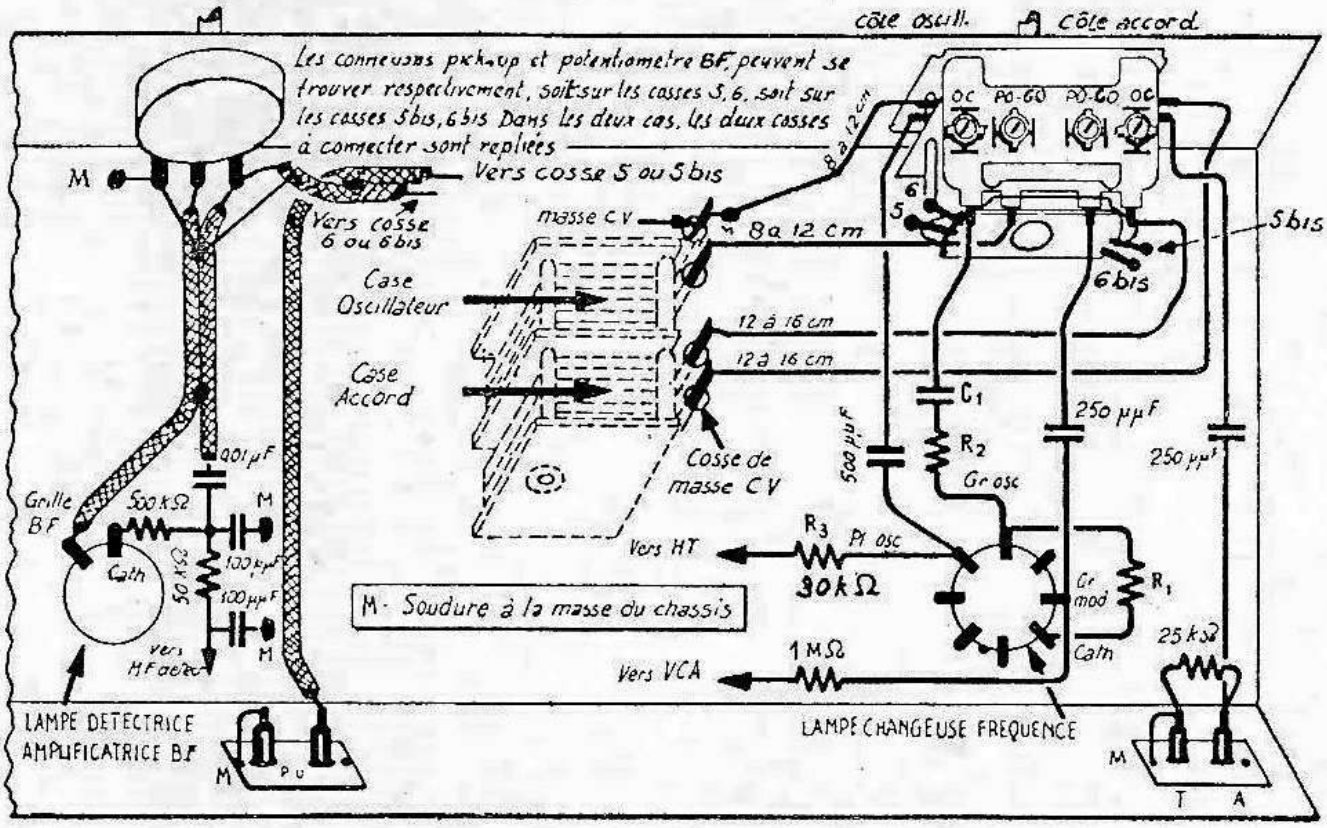


FIG. XXV-4

Ces notices renseignent aussi sur les fréquences extrêmes exactes de chaque bande, sur la correspondance des noyaux de réglage et sur les fréquences en haut et en bas de chaque bande auxquelles doivent être effectués les réglages (points d'alignement).

Des blocs spéciaux ont été étudiés pour fonctionner avec cadre :

Soit avec cadre monospire ou bispire de grand diamètre. Le cadre attaque alors les circuits d'accord en basse impédance (quelques spires pour le couplage) ; soit avec cadre sur ferroxcube (fig. XXV-5). Les bobinages d'accord PO et GO sont alors *ceux du cadre* ; le circuit d'accord OC est inchangé et une antenne est nécessaire pour cette gamme.

Citons aussi les blocs dits « chalutiers », blocs généralement à 4 gammes : trois gammes normales OC, PO, GO et une gamme pour l'écoute du trafic maritime (chalutier) couvrant de 85 à 180 m environ.

Au lieu de prévoir deux bandes étalées sur ondes courtes, certains constructeurs préfèrent offrir trois sous-gammes OC fractionnant l'en-

semble de la gamme normale. Nous avons alors des blocs de bobinages comportant les gammes suivantes :

OC1 de 22,2 à 15 Mc/s ;
OC2 de 15,2 à 9,4 Mc/s ;
OC3 de 9,5 à 5,9 Mc/s ;

plus les gammes PO et GO habituelles.

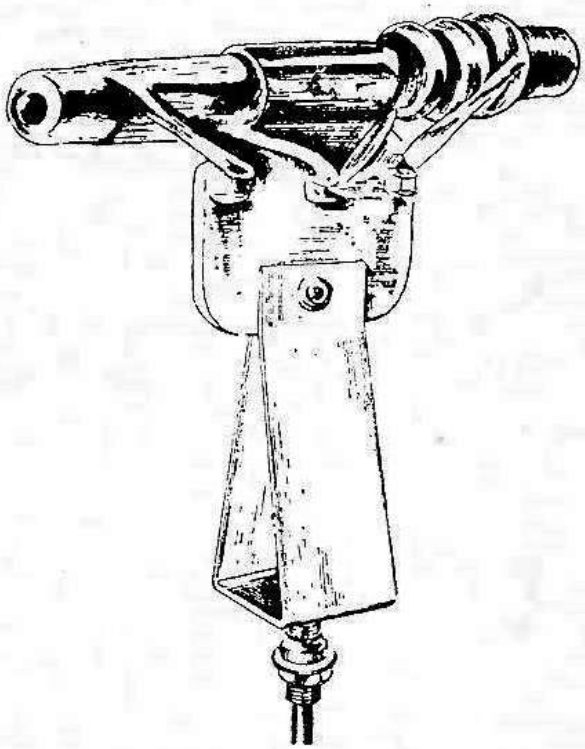


FIG. XXV-5

Nous ne terminerons pas sans citer les blocs de bobinages spéciaux pour ondes courtes ou pour récepteurs de trafic « amateurs ». Ces blocs sont assez volumineux, car ils comportent un nombre de gammes OC important du fait de l'étalement obtenu par l'emploi de condensateurs variables de faible capacité ; de plus, ils ont un étage d'amplification haute fréquence (accord HF) précédant les circuits d'accord mélangeur du changement de fréquence.

Ces blocs s'utilisent donc avec un tube amplificateur pentode HF et un tube triode hexode changeur de fréquence (ou encore deux tubes séparés pour le changement de fréquence) ; il faut aussi un condensateur variable à trois cages jumelées.

Nous citerons le bloc Optalix OC 333 (fig. XXV-6) à quatre gammes ondes courtes, sans trous, de 9,50 à 93 mètres, s'utilisant avec un condensateur variable de 3×130 pF, et le « Colonial 63 » de Supersonic (fig. XXV-7) à cinq gammes ondes courtes de 10 à 93 mètres sans trous et une gamme PO partielle de 185 à 258 mètres. Ce bloc s'utilise avec un condensateur variable à trois cages de 3×96 pF. Toutefois, il est possible également de l'employer avec un condensateur variable fractionné de 130 + 360 pF à trois cages également. Sur « ondes courtes », seules

les cages de 130 pF sont utilisées ; en PO, nous utilisons l'ensemble, soit 130 + 360 = 490 pF, ce qui permet de couvrir la totalité de la gamme PO.

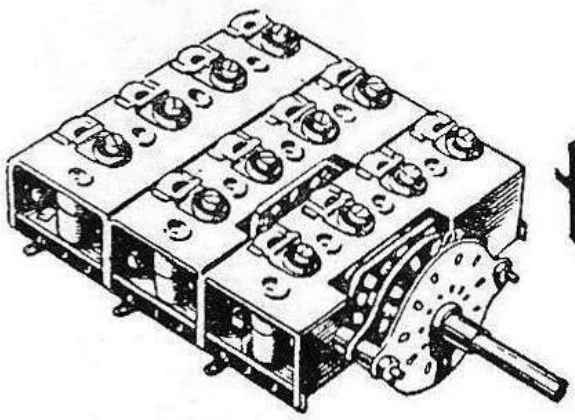


FIG. XXV-6

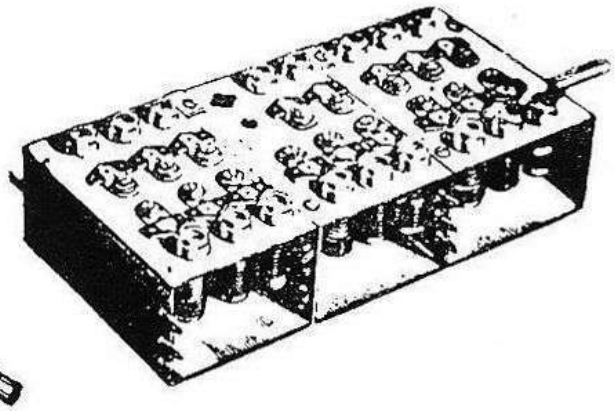


FIG. XXV-7

Le schéma de la figure XXV-8 montre l'emploi de ce bloc avec CV fractionné 130 + 360 pF et avec les tubes 6SK7 (amplificateur HF), 6SA7 (mélangeur changeur de fréquence) et 6J5 (oscillateur).

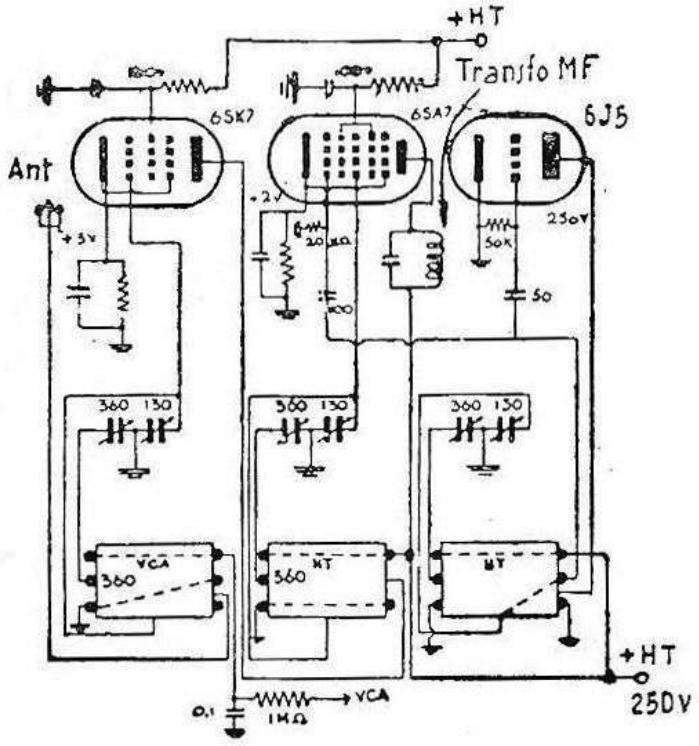


FIG. XXV-8

L'étalement des bandes OC permet une grande facilité de réglage pour l'usager et aussi un repérage commode et rapide des stations entendues.

Sur les gros blocs de bobinages dits spéciaux ondes courtes ou de trafic, nous avons vu que l'ensemble de la gamme OC est divisé en plu-

sieurs sous-gammes, toutes étalées, et se recouvrant toutes légèrement les unes les autres à leurs extrémités. L'étalement est obtenu, dans ce cas, par l'emploi de condensateurs variables présentant une faible capacité ; nous avons alors autant de bobinages OC (HF, mélangeur et oscillateur) qu'il y a de sous-gammes ondes courtes. C'est une solution excellente au point de vue technique, mais d'un prix de revient élevé.

Sur les blocs de bobinages plus répandus et ne comportant qu'une ou deux bandes étalées en plus de la gamme OC habituelle, la solution adoptée pour l'étalement est toute différente. A l'aide du commutateur, l'on s'en souvient, on intercale un condensateur fixe de faible valeur en série avec chacune des cages du condensateur variable ; on diminue ainsi artificillement les capacités du condensateur variable, d'où la facilité de réglage et l'étalement de la bande choisie. Les bobinages utilisés sont alors ceux de la gamme OC normale, bobinages aux bornes desquels le commutateur connecte un condensateur fixe de valeur convenable déterminant ainsi la bande ondes courtes étalée par le condensateur variable.

*
**

Nous ne reviendrons pas sur le rôle du contacteur à galette présent sur chaque bloc ; nous savons qu'il commute les bobinages accord et

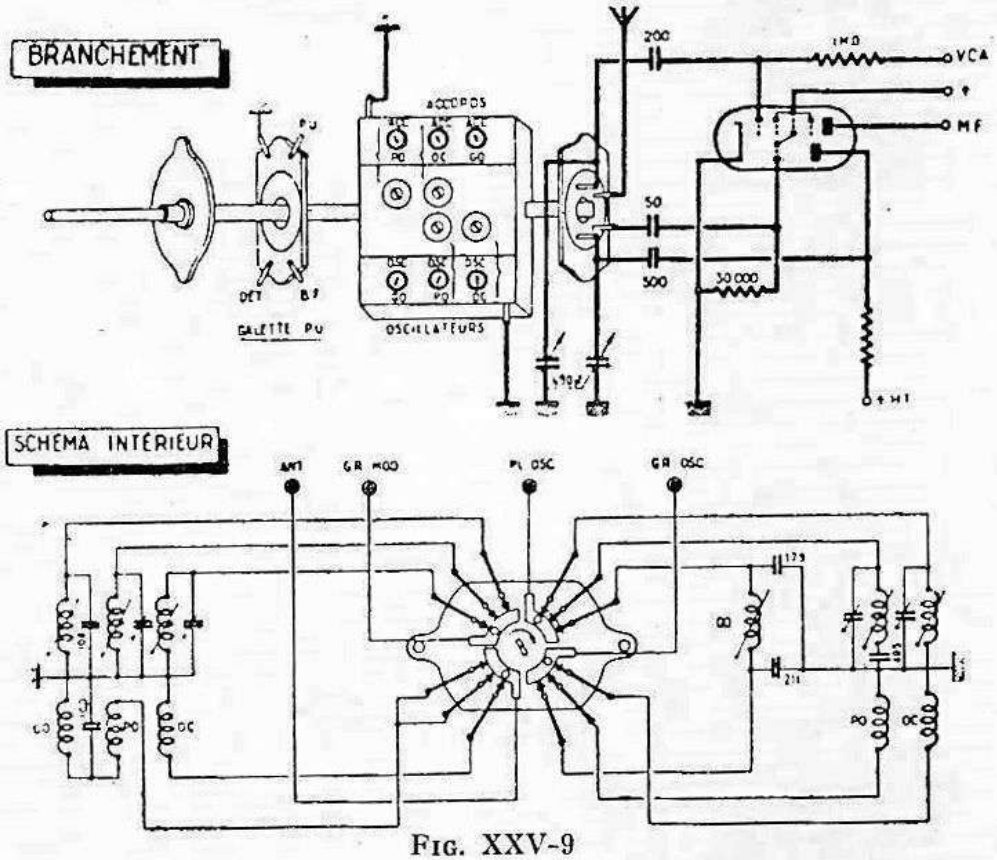


FIG. XXV-9

oscillateur, ainsi que les condensateurs d'appoint (fixes ou ajustables) nécessaires à chacune des gammes. Cependant, nous voudrions illustrer cela par les schémas de la figure XXV-9.

Il s'agit d'un bloc à trois gammes (Visodion R23A) avec galette supplémentaire pour la commutation éventuelle radio/pick-up. Le « schéma intérieur » au bas de la figure montre bien les détails des commutations des bobinages accord (à gauche) et oscillateur (à droite). Le commutateur est représenté vu du côté du mécanisme de commande, et en position OC.

Sur les blocs de bobinages récents, le commutateur rotatif est généralement remplacé par un commutateur à clavier comportant autant de touches qu'il y a de gammes (fig. XXV-10).

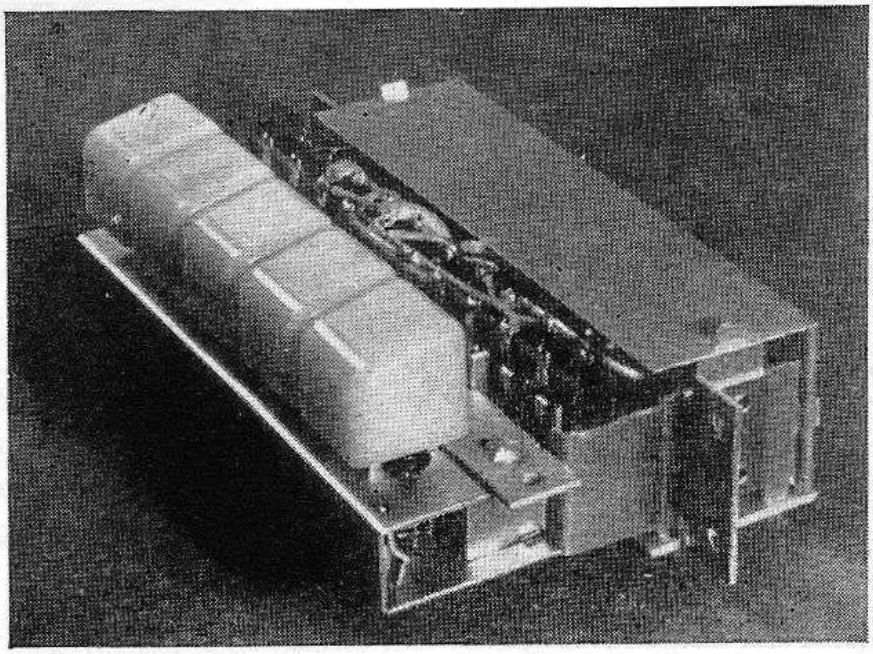


FIG. XXV-10

Nous espérons que ces quelques précisions techniques permettront à nos lecteurs de se faire une idée assez exacte de ce que sont les blocs de bobinages, leur réalisation, leurs possibilités, leur montage et leurs connexions aux autres circuits.

Les transformateurs MF

Un récepteur à changement de fréquence comporte, placé entre l'amplificateur HF + changeur de fréquence et l'amplificateur BF, un ou deux étages amplificateurs dits à moyenne fréquence.

Cette moyenne fréquence est égale à la fréquence de battement de l'onde porteuse du signal reçu avec l'oscillation interne du récepteur.

Cette « complication » (si l'on peut dire) permet d'obtenir un meilleur rendement, une plus grande sélectivité, parce qu'on amplifie ainsi des courants de fréquence fixe indépendante de la fréquence de l'émission reçue.

Il est nécessaire de choisir une valeur de moyenne fréquence convenant à la répartition des stations. Cette valeur, chosie au mieux pour

chaque plan, varie naturellement avec celui-ci. Avant 1939, la valeur normalisée était de 472 kc/s ; sur les récepteurs beaucoup plus anciens, la valeur MF était de l'ordre de 135 kc/s. Depuis le plan de Copenhague (1948), les modifications apportées aux longueurs d'onde des stations françaises ont amené à choisir la fréquence de 455 kc/s.

En principe, une valeur unique convient pour tout un pays, mais non pour toute l'Europe ; c'est pourquoi les récepteurs anglais et allemands, par exemple, sont accordés sur d'autres valeurs légèrement différentes. En effet, il arrive que pour telle valeur MF, on observe des brouillages ou sifflements (dans certaines régions) provoqués par des stations de trafic maritime notamment, fonctionnant sur des fréquences très voisines de la valeur MF adoptée.

Bien que seule la fréquence intermédiaire de 455 kc/s ait été normalisée, la valeur 480 kc/s peut être adoptée dans les cas particuliers où la première valeur entraîne des brouillages.

Dans ce but, les fabricants de bobinages possèdent en général des jeux de transformateurs MF accordés sur 480 kc/s pour satisfaire ces cas particuliers. Bien entendu, est-il besoin de dire que si l'on monte un amplificateur MF accordé sur 480 kc/s, il faut aussi utiliser un bloc de bobinages « sortant » sur 480 kc/s (et non sur 455 kc/s).

L'amplificateur moyenne fréquence d'un récepteur consiste essentiellement en un ou deux étages d'amplification accordés sur cette fréquence (fig. XXV-11). Notre schéma représente un amplificateur MF à un étage

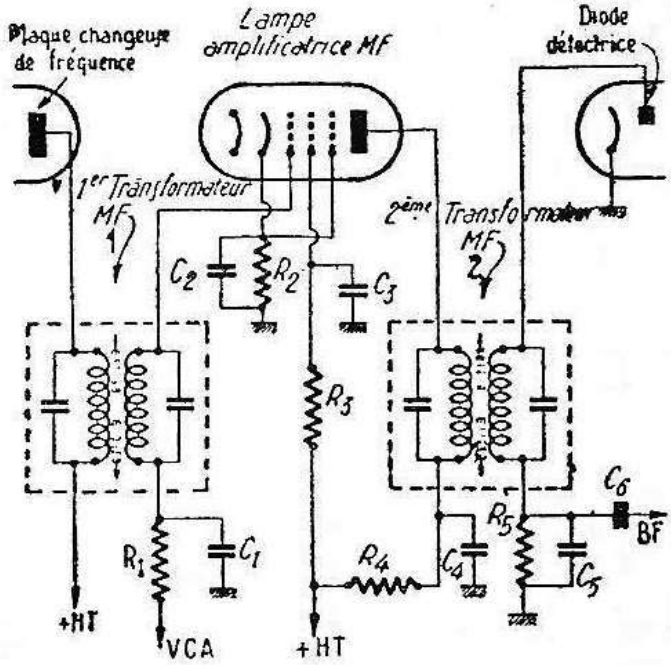


FIG. XXV-11

(un seul tube, genre pentode 6BA6, par exemple). Le courant MF formé à la sortie du tube changeur de fréquence est appliqué au premier transformateur MF_1 (tesla) ; il est amplifié par la pentode qui suit, traverse

ie second transformateur MF_2 (pour diode), puis est appliqué à la diode de détection. D'ores et déjà, remarquons que le primaire et le secondaire de chaque transformateur comportent un condensateur en parallèle ; ainsi, chaque enroulement se trouve soigneusement accordé sur la valeur choisie pour la moyenne fréquence.

Un transformateur MF se présente toujours sous la forme d'un boîtier métallique cylindrique ou parallélépipédique (fig. XXV-12-1). Ce boîtier constitue un blindage pour les bobinages et circuits contenus à l'intérieur. Deux ouvertures, l'une ronde, l'autre oblongue, donnent le passage au tournevis pour accéder aux noyaux filetés des bobines (réglage des circuits sur la valeur MF).

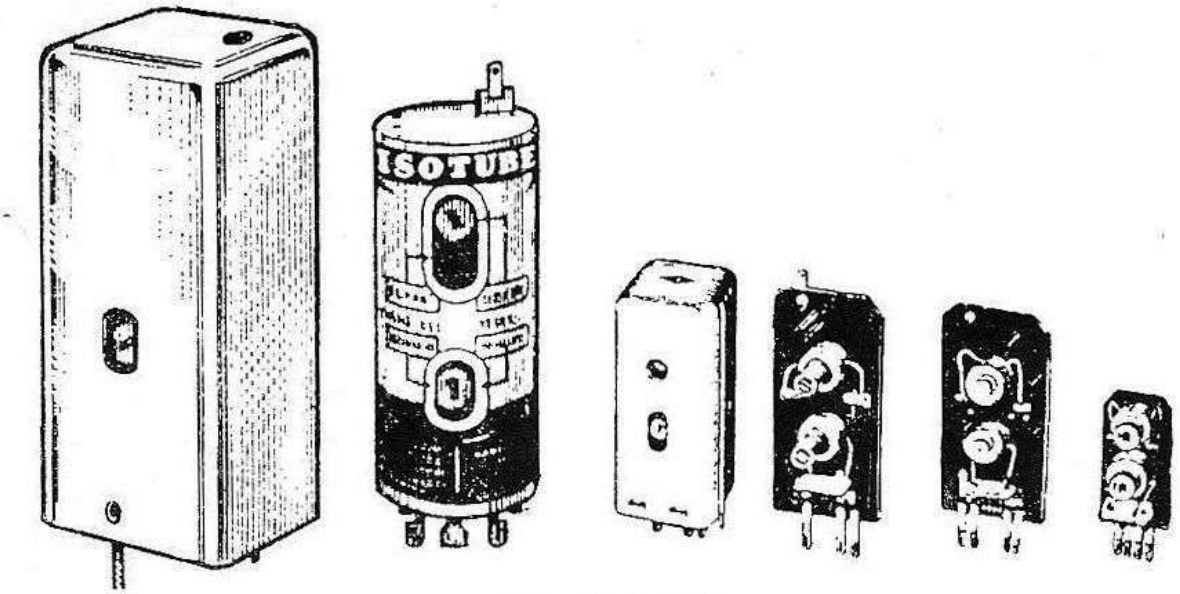


FIG. XXV-12-1

Comme on le voit à droite de la figure XXV-12-1, chaque transformateur se compose de deux bobines montées, non pas sur le même axe, mais sur deux axes parallèles. Cette disposition permet l'accès aux noyaux de réglage d'un même côté (sans avoir à retourner le châssis).

Les bobines primaire et secondaire, fixées sur une plaquette de carton bakélisé, sont enroulées sur des circuits magnétiques, soit poulie avec noyau fileté de réglage, soit pot fermé avec noyau également. Les bobinages sont exécutés en fil divisé, puis soigneusement imprégnés.

Selon le type de lampe MF utilisé (notamment), les circuits composant les transformateurs sont dits à haute impédance ou à basse impédance.

L'impédance caractéristique d'un circuit accordé est égale à $\sqrt{\frac{L}{C}}$.

L'accord à la fréquence de résonance peut être obtenu, soit avec une forte bobine L et une faible capacité C, soit avec une bobine L plus

réduite et une capacité C plus grande. Mais, dans le premier cas, l'impédance caractéristique sera plus élevée que dans le second.

Les transformateurs MF à haute impédance sont utilisés avec des tubes à faible pente tels que le tube EF41, par exemple. Les tubes à pente élevée, tels que le tube 6BA6, nécessitent des transformateurs MF à faible impédance. C'est ainsi que l'on distingue des transformateurs pour tubes EF41 et similaires, des transformateurs pour tubes 6BA6 ou similaires et des transformateurs pour tubes batteries 1T4 ou similaires.

En conséquence, il est donc extrêmement important, pour obtenir le rendement maximum de l'amplification MF, de choisir pour chaque montage le type de transformateurs convenant aux tubes employés.

Les connexions à la base des transformateurs MF ordinaires (à sélectivité fixe) sont au nombre de quatre :

Premier transformateur (MF_1) :

Primaire = plaque et + haute tension ;

Secondaire = C.A.V. (ou ligne antifading) et grille ; parfois la cosse « grille » est sortie au sommet du transformateur pour les tubes dont la grille se situe au sommet de l'ampoule.

Second transformateur (MF_2) :

Primaire = plaque et + haute tension ;

Secondaire = C.A.V. et diode de détection.

La disposition et la correspondance de ces cosses de connexion sont indiquées sur la notice fournie par le constructeur.

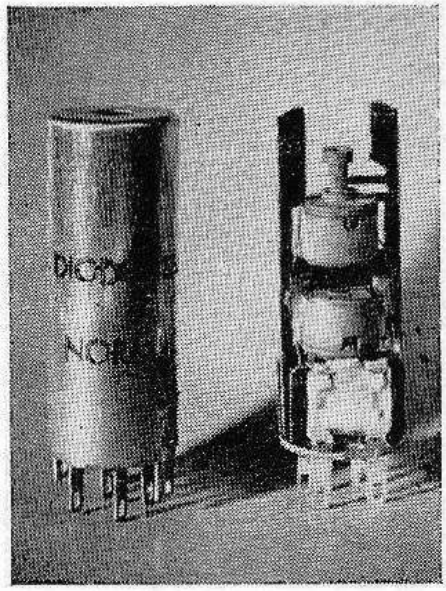


FIG. XXV-12-2

Enfin, la figure XXV-12-2 nous montre l'aspect extérieur et intérieur (boîtier ôté) d'un transformateur MF dit « à flux vertical ». Les bobinages sont disposés dans le même axe. Cela oblige à avoir un réglage

au-dessus, et l'autre au-dessous ; mais cette disposition est recommandée avec les récepteurs à cadre incorporé (antenne sur ferrite à l'intérieur de l'appareil).

***

Dans les recepteurs perfectionnés, il existe deux ou trois positions de sélectivité utilisables selon les conditions d'écoute. La sélectivité maximum convient à la réception des stations faibles ou lointaines qu'il est préférable de protéger ainsi contre les parasites et surtout les interférences. Par contre, la sélectivité minimum convient à l'audition des stations puissantes ou locales.

Cette variation de sélectivité s'effectue en agissant sur le premier transformateur MF (modification du couplage entre primaire et secondaire) ; en effet, il n'est pas nécessaire d'agir sur le dernier transformateur MF, celui-ci ayant une bande passante toujours suffisamment large.

La figure XXV-13 montre le schéma d'un amplificateur MF à sélectivité variable à deux positions ; la modification du couplage s'effectue par la manœuvre d'un petit commutateur auxiliaire devant être monté juste au-dessous du premier transformateur. En position « sélective », nous avons une bande passante de l'ordre de $\pm$ 2,5 kc/s ; en position « musicale », elle est de $\pm$ 6,5 kc/s.

On remarque que le premier transformateur n'a plus les quatre cosses de connexion habituelles, mais six ; les deux cosses supplémentaires sont nécessaires à la commutation de sélectivité.

Précisons, en passant, que les transformateurs à sélectivité variable doivent toujours être alignés en position « sélectivité maximum ».

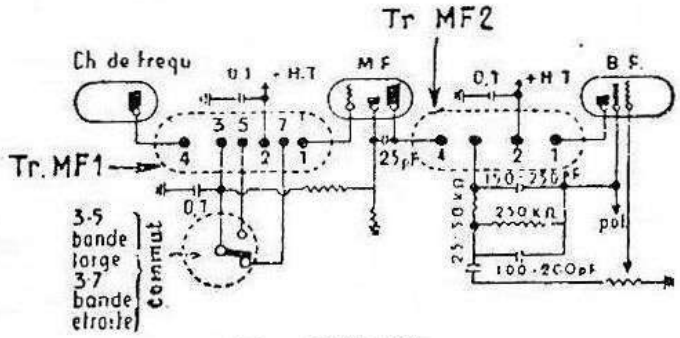


FIG. XXV-13

Sur notre figure XXV-13, le tube BF doit être une diode-triode ou une diode-pentode, la diode étant utilisée à la détection des signaux BF. Le tube MF est une diode-pentode, la diode étant utilisée pour la C.A.V. (ou antifading).

***

Récemment, les transformateurs MF ont bénéficié eux aussi de la miniaturisation. Ces modèles se présentent sous forme de très petits boîtiers extra-plats ; dimensions : 36 $\times$ 25 $\times$ 10 mm ; poids : 12 grammes.

Ils sont plus spécialement destinés aux récepteurs de faible encombrement (portatifs et auto-radios) et se font pour les valeurs MF 455 et 472 kc/s. Il a été possible d'atteindre une telle miniaturisation grâce à l'emploi de noyaux ferroxcube de grande perméabilité (800) à faibles pertes aux fréquences élevées. Une vue en coupe d'un tel transformateur est montrée sur la figure XXV-14, où nous avons :

S = bobinages ;

K = noyaux de ferroxcube ;

T = vis de déplacement des noyaux ;

G = matière isolante entre vis et noyau et entre ressort de rappel V et noyau ;

A = boîtier d'aluminium ;

F = tiges de ferroxcube formant blindage dit « en palissade » et maintenant à une faible valeur les pertes dans le boîtier A ;

C = condensateur fixe d'accord type céramique.

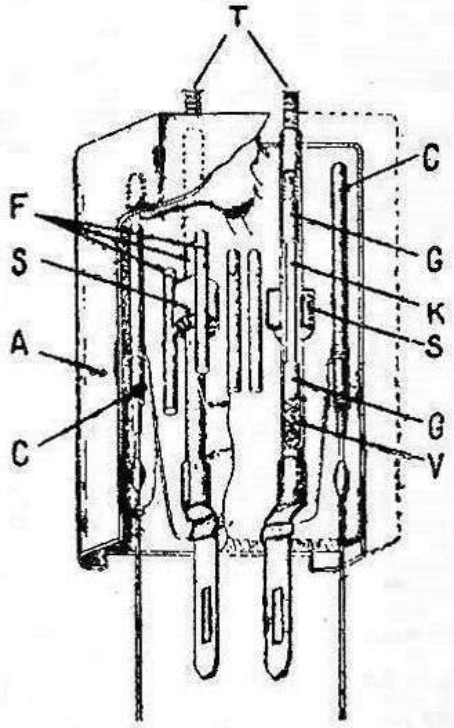


FIG. XXV-14

L'ensemble des bobinages, noyaux et condensateurs est monté dans deux demi-moules (si l'on peut dire) en bakélite, le tout étant glissé à l'intérieur du boîtier en aluminium. Les deux circuits étant identiques, ils peuvent être indifféremment utilisés comme primaire ou comme secondaire. Ce transformateur a un facteur de qualité de 120 et peut supporter des températures jusqu'à 70° C.

Ces transformateurs se fixent au châssis du récepteur à l'aide d'une « épingle » de fil d'acier en forme de U renversé venant appuyer sur le sommet du boîtier.

Enfin, nous citerons les transformateurs MF dits « mixtes » utilisés sur les récepteurs prévus pour la modulation d'amplitude et pour la modulation de fréquence. Chaque transformateur comprend 4 circuits accordés (un primaire et un secondaire pour la modulation d'amplitude — réglage sur 455 kHz ; un primaire et un secondaire pour la modulation de fréquence — réglage sur 10,7 MHz). Les deux primaires sont connectés en série ; il en est de même pour les deux secondaires. La

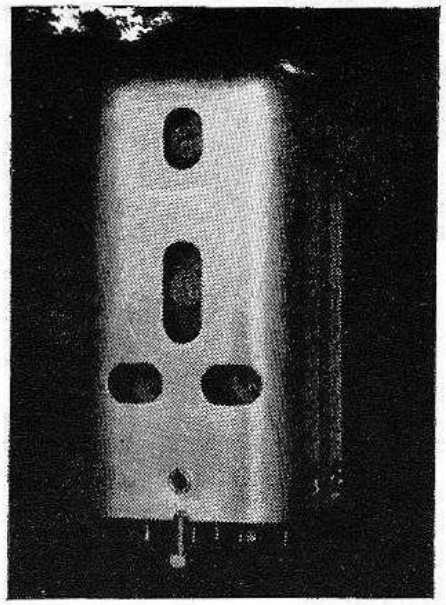


FIG. XXV-15

figure XXV-15 représente un modèle de transformateur mixte AM-FM (Oréga) ; précédemment, avec le schéma d'un récepteur mixte AM-FM (voir fig. XXIV-4), nous avons eu un exemple d'utilisation. Il est bien évident qu'il existe aussi des transformateurs moyenne fréquence prévus *uniquement* pour la FM. Pratiquement, ils sont réalisés sur le même principe que les modèles vus précédemment, si ce n'est un couplage plus serré entre primaire et secondaire, et l'accord de ces circuits sur 10,7 MHz.

*
**

Nous terminons ici cette petite étude technologique mise volontairement au niveau de ce cours élémentaire, en espérant que cette documentation aura complété utilement tout ce qui avait été déjà dit dans les chapitres précédents.

CHAPITRE XXVI

Le pick-up et la reproduction des disques

Un récepteur de radio peut non seulement servir à l'audition des stations de radiodiffusion, mais on peut l'utiliser aussi à la reproduction des disques. La musique enregistrée est formée, si l'on peut dire, par des ondulations de la gravure correspondante tout au long du sillon en forme de spirale du disque. Ces ondulations « mécaniques » sont transformées au moyen du « pick-up » ou « lecteur de disque » en ondulations électriques ; ces dernières sont amplifiées par la section BF du récepteur, puis reproduites par le haut-parleur.

Pendant longtemps, la vitesse normale de rotation des disques a été de 78 tours par minute. Sur 1 mm du rayon de ces disques, on pouvait compter 4 sillons environ.

Présentement, la vitesse de rotation des disques a été réduite à 45 t/mn, 33 t/mn et même 16 t/mn. Il s'agit des disques modernes dits « microsillons » ; en effet, sur 1 mm du rayon de ces disques, on peut compter 12 à 14 sillons.

La vitesse de rotation étant réduite et le nombre de sillons accru, il en résulte que la durée de l'audition de tels disques est considérablement augmentée.

Le pick-up reproduit donc, par l'intermédiaire d'un amplificateur BF et d'un haut-parleur, la parole, la musique ou le chant enregistrés sur un disque. Le pick-up à proprement parler — ou lecteur de disque — transforme les oscillations mécaniques gravées sur le disque en oscillations électriques rigoureusement correspondantes. Ces oscillations électriques étant de faible amplitude sont appliquées à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence du récepteur. Il est bien évident que, dans cette utilisation du récepteur, les circuits HF, CF, MF et détection ne servent absolument à rien.

Dans les récepteurs bon marché, la prise « pick-up » est simplement branchée en parallèle sur le potentiomètre de réglage du gain BF, potentiomètre placé dans le circuit de grille du premier tube amplificateur de tension basse fréquence (voir figure XXVI-1). Sur les appareils plus soignés, les constructeurs prévoient une commutation radio/pick-up (voir figure XXVI-2). Cette commutation est effectuée par l'inverseur *Inv.* : position 1 = radio ; position 2 = pick-up. Cet inverseur est parfois un

organe séparé ; bien souvent, il est combiné avec le commutateur de gammes d'ondes (mais le principe de l'inversion électrique reste le même).

Il existe divers types de pick-up ; nous limiterons notre étude à l'examen des deux types les plus répandus : le pick-up électromagnétique et le pick-up piézoélectrique (ou pick-up à cristal).

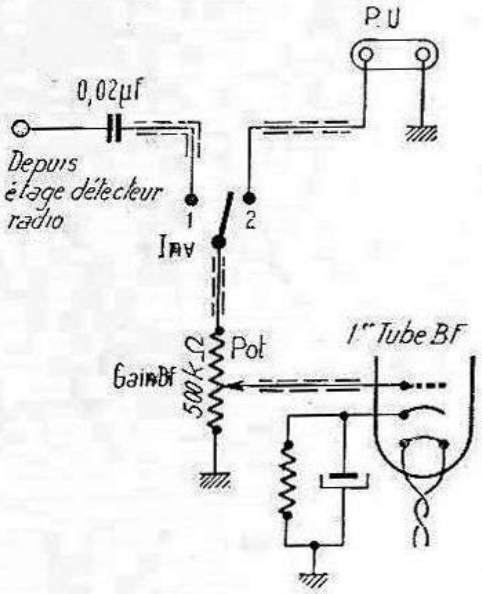


FIG. XXVI-1

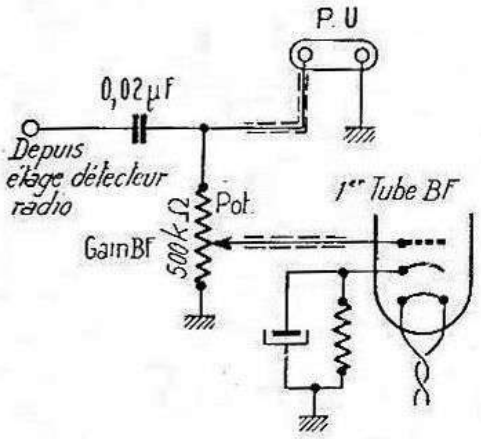


FIG. XXVI-2

Le principe du pick-up électromagnétique est illustré par la figure XXVI-3. Un aimant permanent A est muni de deux pièces polaires B et C entre lesquelles se trouve une bobine E. Dans l'axe de cette dernière, nous avons une palette D en fer doux pouvant osciller légère-

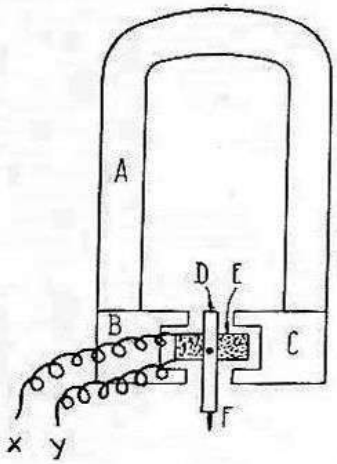


FIG. XXVI-3

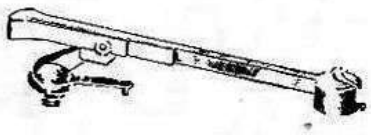


FIG. XXVI-4

ment, palette porteuse de l'aiguille F reposant dans le sillon du disque. Les vibrations de cette palette, dues à la modulation « inscrite » sur le disque, provoquent des variations correspondantes du flux traversant la

bobine E, d'où tension alternative induite correspondant aux signaux BF et disponible aux extrémités XY de l'enroulement.

Cette tension moyenne induite est de l'ordre de 0,1 V et on l'applique à l'entrée de l'amplificateur BF.

A cause du poids élevé de ce pick-up (aimant permanent A), la pression qu'il exerce sur le disque est généralement assez grande, d'où usure des disques... bien que l'on essaie souvent de réduire cette pression à l'aide d'un ressort ou d'un contrepoids.

La figure XXVI-4 montre l'aspect d'un pick-up électromagnétique du commerce.

Le pick-up piézoélectrique ou pick-up à cristal repose sur le principe suivant (fig. XXVI-5) : Nous avons deux lamelles de cristal (sel de Seignette) A et B ; on obtient un cristal bimorphe. Ces lamelles sont intimement liées à trois armatures métalliques 1, 2 et 3. Les armatures 1 et 3 sont connectées ensemble. Cet ensemble très homogène est enserré dans les branches d'une fourchette C portant une aiguille ou un saphir D. Une différence de potentiel alternative proportionnelle aux pressions (vibrations) de la fourchette C sur le cristal apparaît aux bornes x y.

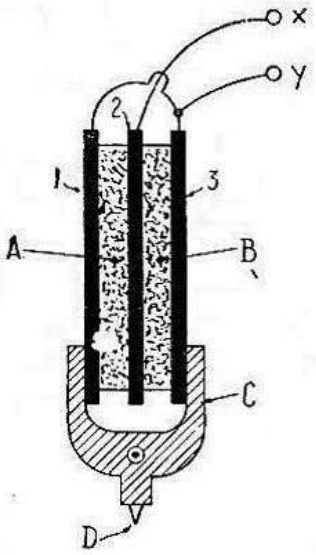


Fig. XXVI-5

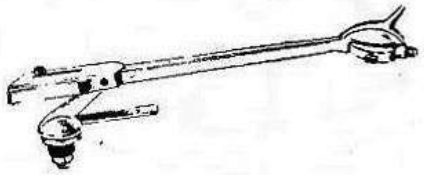


Fig. XXVI-6

Il y a quelques années, on se servait presque exclusivement d'aiguilles en acier. Actuellement, on utilise des pointes de saphir ou de diamant.

Ces pointes durent beaucoup plus longtemps qu'une aiguille. En outre, le poids d'un pick-up piézoélectrique est faible, d'où pression également faible sur le disque (usure moindre des disques et des pointes de lecture).

Généralement, le cristal bimorphe de la figure XXVI-5 comporte deux fourchettes C : une autre à la partie supérieure et porteuse également d'une seconde pointe de saphir. L'ensemble de cette tête de lecture

pivote à l'extrémité du bras, et l'on dispose d'un saphir pour la lecture des disques anciens (78 t/mn) et d'un second saphir (plus petit) pour les disques microsillons.

La figure XXVI-6 montre l'aspect d'un pick-up piézoélectrique du commerce.

La liaison d'un pick-up à l'entrée correspondante de la section BF du poste récepteur doit obligatoirement s'effectuer par un fil blindé, le blindage étant soigneusement relié à la masse de l'appareil.

FIG. XXVI-7

La figure XXVI-7 nous montre une platine tourne-disque du commerce comportant le moteur électrique d'entraînement du plateau, le changement de vitesse (16, 33, 45 et 78 t/mn), le bras pick-up piézo-électrique à deux pointes de saphir, et le dispositif de mise en marche et d'arrêt automatique (déclenchement du moteur par le bras de pick-up lorsque ce dernier arrive dans le sillon « mort » final du disque).

Problèmes se rapportant aux chapitres précédents.

Problèmes de révision

Problème n° 48. — Aux secondaires d'un transformateur d'alimentation d'un récepteur de radio, on note les tensions et les intensités suivantes : chauffage de la valve : 5 V - 2 A ; chauffage des autres lampes : 6,3 V - 2,5 A ; haute tension : 300 V - 75 mA. On demande pour quelle intensité devra être calibré le fusible placé dans le circuit primaire de ce transformateur alimenté par un secteur électrique de 110 volts (on admettra un rendement de 90 % du transformateur).

Problème n° 49. — Un récepteur à changement de fréquence est réglé pour l'audition d'une station fonctionnant sur la fréquence de 1 400 kc/s et sa moyenne fréquence est de 455 kc/s. Quelle est la valeur de la fréquence image ? Sur quelle fréquence fonctionne l'oscillateur ? (L'oscillateur fonctionne sur une fréquence F_o *supérieure* à la fréquence de l'onde incidente reçue F_i).

Problème n° 50. — Nous désirons construire des antennes dipôles « demi-onde » pour les fréquences suivantes : 1 000 kc/s, 15 Mc/s et 100 Mc/s. Quelle doit être la longueur totale AB pour chacune de ces trois antennes (voir figure P 50) ?

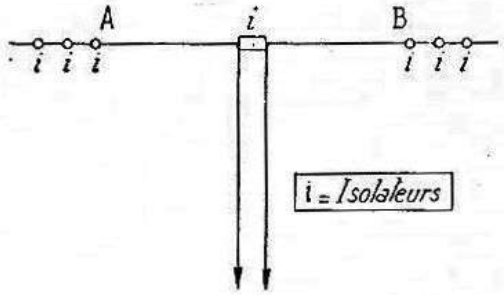


FIG. P-50

Problème n° 51. — Le circuit d'accord d'entrée « antenne » d'un récepteur comporte notamment une bobine de 250 µH et un condensateur variable monté en parallèle dont la capacité peut varier de 50 pF à 500 pF. Quelle est la gamme de fréquences couverte par ce circuit ?

Problème n° 52. — Quelle est la valeur du condensateur que l'on doit monter en série avec un condensateur de 1 200 pF pour obtenir une capacité résultante de 400 pF ?

Problème n° 53. — Examinez attentivement le groupement bizarre des trois résistances représenté sur la figure P 53. Quelle est la valeur de la résistance résultante équivalente entre les points A et B si chacune des résistances du groupement vaut 900 ohms ?

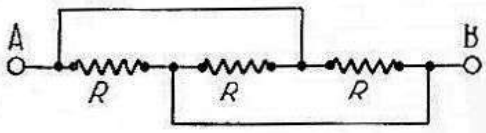


FIG. P-53

Problème n° 54. — Un haut-parleur électrodynamique a une bobine mobile de 5 Ω d'impédance. Il doit être utilisé à la suite d'un tube BF de puissance dont la charge anodique optimum est de 5 000 Ω. Quel doit être le rapport de transformation du transformateur de liaison à utiliser ?

Problème n° 55. — Le courant anodique d'un tube pentode est de 8,5 mA ; l'intensité de la grille écran est de 1,5 mA. La tension d'anode est égale à la tension d'alimentation HT (la résistance *en courant continu* du circuit de plaque peut être négligée) ; cette HT d'alimentation est de 250 V. La tension de la grille écran doit être de 100 V et elle est évidemment prélevée sur la ligne + HT par l'intermédiaire d'une résistance chutrice convenable.

1° Quelle doit être la valeur de cette résistance ? Indiquez aussi la puissance qu'elle doit pouvoir dissiper.

2° Quelle doit être la valeur (et la puissance) de la résistance que l'on doit intercaler dans le circuit de cathode pour obtenir une polarisation de 2 volts ?

Solution des problèmes proposés au cours de cet ouvrage

Solution n° 1. — Résistance de l'élément chauffant :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{120}{0{,}8} = 150\ \Omega$$

Puissance consommée :

$$W = E.I = 120 \times 0{,}8 = 96 \text{ watts}$$

On aurait pu également appliquer la formule

$$W = R.I^2 = 150 \times 0{,}8 \times 0{,}8 = 96 \text{ watts}$$

Solution n° 2. — Il suffit d'appliquer la formule :

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}}$$

Nous avons donc :

$$I = \sqrt{\frac{0{,}5}{50\,000}} = 0{,}0033 \text{ A environ, soit } 3{,}3 \text{ mA}$$

Solution n° 3. — Problème rencontré fréquemment en radio (comme le précédent également, d'ailleurs) et qui trouve sa réponse par la simple application de la formule $W = R.I^2$. Nous avons $W = 250 \times 0{,}04 \times 0{,}04 = 0{,}4$ watt (0,04 A étant égal à 40 mA).

Comme il n'existe pas de résistance de 0,4 watt en radio, on prendra une résistance dans la série de puissance immédiatement supérieure, c'est-à-dire 0,5 watt.

Solution n° 4. — La formule permettant de calculer la résistance équivalant au groupement R_1, R_2 et R_3 est la suivante :

$$\frac{1}{\text{Réq.}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

soit

$$\frac{1}{\text{Réq.}} = \frac{1}{60\,000} + \frac{1}{6\,000} + \frac{1}{12\,000} =$$

$$\frac{1}{60\,000} + \frac{10}{60\,000} + \frac{5}{60\,000} = \frac{16}{60\,000}$$

(après réduction au même dénominateur).

$$\text{Donc Réq.} = \frac{60\,000}{16} = 3\,750\ \Omega.$$

Intensité du courant demandé à la source :

$$I = \frac{V}{R} = \frac{120}{3\,750} = 0{,}032\ A = 32\ mA$$

Intensité traversant R_1 :

$$I = \frac{V}{R_1} = \frac{120}{60\,000} = 0{,}002\ A = 2\ mA$$

Intensité traversant R_2 :

$$I = \frac{V}{R_2} = \frac{120}{6\,000} = 0{,}02\ A = 20\ mA$$

Intensité traversant R_3 :

$$I = \frac{V}{R_3} = \frac{120}{12\,000} = 0{,}01\ A = 10\ mA$$

Solution n° 5. — Calculons la résistance équivalant au groupement parallèle composé de R_1 et R_2.

$$\frac{1}{\text{Réq.}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{10\,000} + \frac{1}{20\,000}$$

En réduisant au même dénominateur et en additionnant :

$$\text{Réq.} = \frac{2}{20\,000} + \frac{1}{20\,000} = \frac{3}{20\,000}$$

$$\text{D'où Réq.} = \frac{20\,000}{3} = 6\,666\ \Omega.$$

Il faut ajouter maintenant la résistance en série R_3, soit :

$$6\,666 + 30\,000 = 36\,666\ \Omega$$

Intensité demandée à la source :

$$I = \frac{V}{R} = \frac{366{,}66}{36\,666} = 0{,}01\ A = 10\ mA$$

Il est bien évident que la résistance R_3 sera traversée par cette intensité de 10 mA. Quant aux résistances R_1 et R_2, elles seront traversées par une intensité *inversement proportionnelle* à leur valeur respective ; ce

qui donne 6,66 mA pour R_1 et 3,33 mA pour R_2 (au centième de milliampère près).

Solution n° 6. — C'est un problème qui se rencontre souvent avec les récepteurs dits « tous courants » ne comportant pas de transformateur d'alimentation.

La résistance que l'on doit intercaler en série devra provoquer une chute de tension de : $134 - 110 = 24$ volts.

Valeur de la résistance :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{24}{0,3} = 80\ \Omega$$

Puissance de cette résistance :

$W = V.I = 24 \times 0,3 = 7,2$ watts, soit pratiquement : 10 watts

Solution n° 7. — La résistance R_1 doit donc être capable de laisser écouler une intensité de $150 - 100 = 50$ mA, le circuit étant parcouru par une intensité de 150 mA et le tube A ne pouvant admettre qu'une intensité de 100 mA. Cette résistance R_1 étant soumise à la même tension que la tension de chauffage du tube A, soit 25 volts, nous avons :

$$R_1 = \frac{25}{0,05} = 500\ \Omega$$

Puissance de R_1 :

$W = E.I = 25 \times 0,05 = 1,25$ watt, soit pratiquement 2 watts

La tension globale de chauffage est de :

$$25 + 25 + 12 + 12 + 12 = 86 \text{ volts}$$

La résistance R_2 devra donc effectuer une chute de tension de :

$$120 - 86 = 34 \text{ volts}$$

Le circuit de chauffage étant parcouru par une intensité de 150 mA, soit 0,15 A, la valeur de la résistance R_2 sera de :

$$R_2 = \frac{V}{I} = \frac{34}{0,15} = 226\ \Omega \text{ environ}$$

Puissance de R_2 :

$$W = E.I = 34 \times 0,15 = 5,1 \text{ watts}$$

soit pratiquement 5 watts ; la surcharge ne sera pas dangereuse !

Solution n° 8. — Lorsque l'intensité est de 100 mA dans le circuit, il ne doit circuler que 2 mA dans l'appareil de mesure. Ceci revient à dire que 98 mA doivent passer dans la résistance-shunt R_s.

La tension aux bornes du milliampèremètre pour la déviation totale de 2 mA est de :

$$V = R.I = 100 \times 0{,}002 = 0{,}2 \text{ volt}$$

Cette même tension existera évidemment aux bornes de la résistance R_s connectée en parallèle. Or, comme cette résistance doit laisser passer 98 mA, sa valeur sera de :

$$R_s = \frac{V}{I} \times \frac{0{,}2}{0{,}098} = 2 \text{ ohms environ}$$

Solution n° 9. — On sait qu'un élément d'accumulateur au plomb offre une différence de potentiel d'utilisation de 2 volts. La batterie constituée par six éléments associés en série présente donc une différence de potentiel de : 2 V × 6 = 12 V.

Résistance globale offerte par tous les circuits d'utilisation :

$$R = \frac{\mathbf{E}}{I} = \frac{\mathbf{12}}{16} = 0{,}75 \text{ ohm}$$

Les phares consomment 10 ampères, les autres circuits absorbent une intensité de : 16 — 10 = 6 ampères.

Résistance offerte par les circuits d'utilisation autres que les phares :

$$R = \frac{E}{I} = \frac{12}{6} = 2 \text{ ohms}$$

Résistance présentée par les phares :

$$R = \frac{E}{I} = \frac{12}{10} = 1{,}2 \text{ ohm}$$

On pourra vérifier que les deux résistances d'utilisation (2 ohms et 1,2 ohm) connectées en parallèle forment bien la résistance globale d'utilisation, soit 0,75 Ω.

Solution n° 10. — Force électromotrice de la batterie de piles (c'est-à-dire tension aux bornes lorsque aucune intensité n'est demandée) :

$$1{,}5 \text{ V} \times 45 = 67{,}5 \text{ V}$$

Résistance interne totale de la batterie :

$$1 \Omega \times 45 = 45 \Omega$$

Chute de tension interne pour une intensité de 20 mA, soit 0,02 A :

$$E = R \times I = 45 \times 0{,}02 = 0{,}9 \text{ V}$$

Différence de potentiel aux bornes de la batterie pour l'intensité demandée :

$$67{,}5 - 0{,}9 = 66{,}6 \text{ V}$$

Solution n° 11. — Pour obtenir les 12 volts nécessaires à l'ampoule, il faut donc, d'abord, grouper en série six éléments d'accumulateurs de 2 volts ($2 \times 6 = 12$ volts).

Cette association d'éléments en série présente toujours la même capacité, soit 20 ampères-heure. Nous ne voulons pas dépasser l'intensité de décharge maximum permise (dite du dixième), soit 2 ampères. Or, l'ampoule exige 5,5 ampères.

Si nous réalisons deux groupements en série de six éléments chacun, groupements que nous réunissons en parallèle, nous pourrons obtenir une intensité de deux fois 2 ampères, soit 4 ampères, ce qui est encore insuffisant. Il nous faudra donc trois groupements réunis en parallèle qui pourront nous fournir 6 ampères au maximum permis ; comme il ne nous faut que 5,5 ampères, nous serons donc en dessous de la limite autorisée.

Arithmétiquement, il suffisait de faire la division : $5,5 : 2 = 2,75$, soit trois groupements par excès.

Le schéma de montage de l'installation de cet éclairage de secours, ainsi que du groupement général des éléments d'accumulateurs, est montré sur la figure P-11.

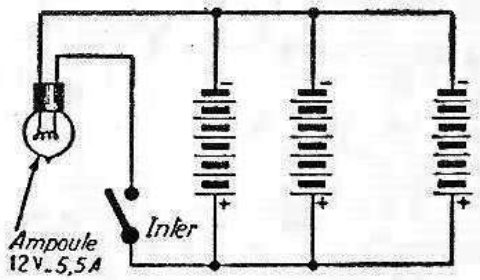


FIG. P-11

En définitive, comme il nous faut six éléments d'accumulateurs par groupement série et comme il nous faut trois groupements série connectés en paralèle, il nous faut donc disposer de : $6 \times 3 = 18$ éléments.

Puissance consommée par l'ampoule :

$$P = E \times I = 12 \times 5,5 = 66 \text{ watts}$$

Capacité totale du groupement d'accumulateurs : 20 Ah $\times$ 3 = 60 Ah.

Temps minimum requis pour la recharge complète des accumulateurs au moyen d'un chargeur ne pouvant délivrer qu'une intensité de charge de 3 ampères = 60 Ah : 3 A = 20 heures.

Solution n° 12. — Il suffit, pour résoudre ce problème, d'appliquer la formule : $B = \frac{\Phi}{S}$.

B = induction en gauss ;

Φ = flux en maxwells ;

S = section du barreau en cm², soit 15 cm².

Nous avons donc :

$$B = \frac{90\,000}{15} = 6\,000 \text{ gauss}$$

Solution n° 13. — Dans le cas présent, on doit se souvenir que l'intensité de champ magnétique dépend uniquement du nombre d'*ampères-tours* de chaque électro-aimant.

Intensité parcourant l'électro-aimant A :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{100}{200} = 0{,}5 \text{ A}$$

Nombre d'ampères-tours de l'électro-aimant A :

$$0{,}5 \times 5\,000 \text{ t} = 2\,500 \text{ A-t}$$

Intensité parcourant l'électro-aimant B :

$$I = \frac{E}{R} = \frac{100}{250} = 0{,}4 \text{ A}$$

Nombre d'ampères-tours de l'électro-aimant B :

$$0{,}4 \text{ A} \times 6\,250 \text{ t} = 2\,500 \text{ A-t}$$

En conséquence, les deux électro-aimants délivreront la même intensité de champ magnétique.

Solution n° 14. — Problème très instructif, comme nous l'avons dit, parce que c'est une question assez peu claire dans de nombreux esprits.

Reportons-nous à la figure P-14 publiée avec le texte du problème, et conduisons nos calculs pour chaque circuit.

Circuit A.

Résistance équivalant au groupement :

$$R = R_1 + R_2 = 250 \text{ k}\Omega + 250 \text{ k}\Omega = 500 \text{ k}\Omega$$

Intensité maximum admissible dans R_1 :

$$I = \sqrt{\frac{W}{R_1}} = \sqrt{\frac{1}{250\,000}} = 0{,}002 \text{ A} = 2 \text{ mA}$$

Pour R_2, l'intensité maximum admissible dans cette resistance est identique, soit 2 mA.

Puissance *maximum* dissipée par le groupement en série $R_1 + R_2$:

$$W = R.I^2 = 500\,000 \times (0{,}002)^2 = 2 \text{ watts}$$

Première conclusion : Ce n'est pas parce que l'on monte *en série* deux résistances pouvant admettre chacune 2 mA que l'on pourra faire circuler dans le circuit une intensité de 4 mA ! Pour admettre cette intensité de 4 mA, il faudrait monter les deux résistances en parallèle.

D'autre part, *bien que l'intensité maximum dans le circuit reste la même* que l'intensité admissible dans une seule résistance (ce qui se conçoit aisément), la puissance dissipée maximum totale du groupement passe à 2 watts. Ceci est dû à l'augmentation de la résistance totale du groupement dans la formule $W = R.I^2$.

D'ailleurs, *tant que nous groupons des résistances identiques*, la puissance dissipée maximum du groupement est égale à la puissance maximum d'une résistance multipliée par le nombre de résistances. Si nous avions groupé quatre résistances de 250 kΩ - 1 W, la puissance dissipée maximum du groupement aurait été de 4 watts, mais l'intensité maximum permise aurait toujours été de 2 mA. Mais, répétons-le, pour que ceci soit exact, il importe que toutes les résistances soient *identiques*.

Circuit B.

Il ne faudrait surtout pas résoudre le problème de la même façon avec ce second circuit et prétendre que la puissance dissipée maximum du groupement sera de 2 + 0,5 = 2,5 watts. Une telle solution serait absolument fausse.

Conduisons nos calculs de la même façon. Résistance équivalente du groupement :

$$R = R_3 + R_4 = 100\ k\Omega + 250\ k\Omega = 350\ k\Omega$$

Intensité maximum admissible dans R_3 :

$$I = \sqrt{\frac{W}{R_3}} = \sqrt{\frac{2}{100\,000}} = 0{,}0045\ A = 4{,}5\ mA$$

Intensité maximum admissible dans R_4 :

$$I = \sqrt{\frac{W}{R_4}} = \sqrt{\frac{0{,}5}{250\,000}} = 0{,}0014\ A = 1{,}4\ mA$$

Alors, attention ! Bien qu'une résistance admette 4,5 mA, l'autre n'admet que 1,4 mA. Il n'est donc pas question de faire circuler 4,5 mA dans le groupement, la résistance R_4 serait rapidement détruite. L'intensité maximum admissible dans le circuit sera donc celle de la résistance R_4, sans plus, soit 1,4 mA.

Calculons donc la puissance maximum que pourra dissiper ce groupement :

$$W = R.I^2 = 350.000 \times (0{,}0014)^2 = 0{,}7\ watt$$

Rien de commun, comme on le voit, avec les calculs du circuit A, et surtout avec les 2,5 watts dont nous avions parlé précédemment !

Solution n° 15. — Le shunt devra laiser passer un courant de :

$$50 - 1 = 49 \text{ mA} = 0{,}049 \text{ A}$$

La tension aux bornes du milliampèremètre est de :

$$E = R.I = 200 \times 0{,}001 = 0{,}2 \text{ V}$$

Résistance du shunt :

$$R_s = \frac{E}{I} = \frac{0{,}2}{0{,}049} = 4{,}08 \ \Omega$$

Solution n° 16. — Calculons la résistance par volt de ce voltmètre :

$$\frac{1\,000\,000 \ \Omega}{500 \text{ V}} = 2\,000 \ \Omega \text{ par volt}$$

Pour obtenir une échelle de mesure allant jusqu'à 3 000 volts, en partant de l'échelle 500 volts, il nous faut intercaler *une résistance en série* provoquant une chute de tension de :

$$3\,000 - 500 = 2\,500 \text{ volts}$$

Comme il nous faut 2 000 Ω par volt, la valeur de cette résistance série auxiliaire sera de :

$$2\,000 \times 2\,500 = 5\,000\,000 \ \Omega = 5 \ \text{MΩ}$$

Solution n° 17. — On sait que la force électromotrice présente entre deux points est la tension en volts entre ces points tant qu'aucune intensité n'est demandée, c'est-à-dire tant que les points B et C ne seront pas fermés sur un circuit utilisateur quelconque.

En conséquence, aucun calcul complexe n'est nécessaire. Les résistances étant égales deux par deux, la force électromotrice entre B et C sera de 40 volts, aussi bien dans le circuit I que dans le circuit II.

Pour son échelle de 50 volts, notre voltmètre d'électricien présente une résistance de :

$$300 \times 50 = 15\,000 \ \Omega$$

En connectant ce voltmètre de 15 000 Ω entre B et C du circuit II, c'est-à-dire en parallèle sur la résistance de 45 Ω, il est bien évident que la consommation du voltmètre sera négligeable par rapport à celle de la résistance. Pratiquement, la perturbation ainsi créée passera inaperçue, et nous vérifierons bien la tension de 40 volts. Il n'en va pas de même pour le circuit I où l'on brancherait 15 000 Ω en parallèle sur 50 000 Ω !! La lecture effectuée serait complètement fausse. Il nous faudrait une boîte de contrôle ou un voltmètre du type « radio » ayant une résistance interne de 10 000 Ω par volt. En utilisant l'échelle 300 volts, ce qui permettrait encore fort bien d'apprécier 40 volts, nous aurions une résistance de :

$$10\,000 \times 300 = 3\,000\,000 \ \Omega = 3 \ \text{MΩ}$$

Dans ce cas, il est certain que la connexion d'une résistance de 3 MΩ en parallèle sur une résistance de 50 kΩ ne provoquerait qu'une perturbation pratiquement négligeable.

Solution n° 18. — Qu'il s'agisse de la lecture du voltmètre ou de celle du milliampèremètre, nous sommes en présence de valeurs efficaces. En conséquence :

a) La tension de crête sera de :

$$350 \times 1{,}41 = 493{,}5 \text{ volts}$$

b) L'intensité de crête sera de :

$$120 \times 1{,}41 = 169{,}2 \text{ mA}$$

Solution n° 19. — Nous savons que :

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{N_p}{N_s}$$

En remplaçant les lettres par leurs valeurs connues, nous obtenons :

$$\frac{110}{E_s} = \frac{550}{32}$$

De ceci, il est facile de calculer la tension efficace E_s disponible au secondaire :

$$E_s = \frac{110 \times 32}{550} = 6{,}4 \text{ } V_{eff}$$

En ce qui concerne l'intensité disponible au secondaire, nous avons :

$$\frac{E_p}{E_s} = \frac{I_s}{I_p}$$

$$\text{soit } \frac{110}{6{,}4} = \frac{I_s}{2}$$

$$\text{d'où } I_s = \frac{110 \times 2}{6{,}4} = 34{,}37 \text{ A environ.}$$

La puissance disponible au secondaire sera de :

$$P = E_{eff} \times I_{eff} = 6{,}4 \times 34{,}37 = 220 \text{ voltampères environ.}$$

On remarquera que la puissance consommée par le primaire est également de 220 voltampères (110 V_{eff} × 2 A).

A ce sujet il convient de noter que, dans ces calculs simples, il n'a pas été tenu compte des pertes diverses, faibles peut-être mais toujours présentes quoi qu'on fasse pratiquement.

Solution n° 20. — La résistance en courant alternatif, c'est-à-dire la réactance du bobinage, est égale à ω L.

Calculons d'abord la pulsation ω, soit 2 π F, et multiplions par L, soit 2 mH, c'est-à-dire 0,002 H.

Nous obtenons :

$$2 \times 3{,}14 \times 50 \times 0{,}002 = 0{,}6\ \Omega \text{ environ.}$$

Il est bien évident qu'une réactance de 0,6 Ω provoquera pratiquement un court-circuit, si on la connecte à une tension de 100 V_{eff}.

$$\text{Intensité efficace} = \frac{E_{eff}}{R} = \frac{100}{0{,}6} = 166 \text{ ampères.}$$

Par contre, à la fréquence de 7 Mc/s, la réactance de la bobine devient :

$$2 \times 3{,}14 \times 7\,000\,000 \times 0{,}002 = 87\,920\ \Omega$$

Soumise à une même tension de 100 V à ladite fréquence de 7 Mc/s, l'intensité dans la bobine serait seulement de :

$$I_{eff} = \frac{E_{eff}}{R} = \frac{100}{87\,920} = 0{,}0011\ A = 1{,}1\ mA$$

Solution n° 21. — Nous avons $C_1 = 0{,}05\ \mu F$, c'est-à-dire 50 000 pF, et C_2 10 000 pF.

La capacité résultante sera donc : $C_1 + C_2 = 50\,000 + 10\,000 = 60\,000$ pF ou 0,06 µF, si l'on préfère.

Solution n° 22. — *a*) Puisqu'il s'agit de condensateurs de même capacité, il suffit de diviser la capacité de l'un des condensateurs par le nombre de condensateurs.

Nous aurons donc une capacité résultante de

$$\frac{500}{2} = 250\ pF$$

b) Même résolution possible, puisqu'il s'agit de trois capacités identiques.

Capacité résultante :

$$\frac{8}{3} = 2{,}666\ \mu F$$

c) Cette fois, il nous faut appliquer la formule

$$C_r = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2}$$

soit $C_r = \dfrac{500 \times 200}{500 + 200} = 143$ pF environ.

Solution n° 23. — a) La capacitance ou résistance apparente offerte au courant alternatif par un condensateur se calcule par la formule :

$$X_c = \frac{1}{2\pi FC}$$

C étant exprimé en farad.

$$600 \text{ pF} = \frac{600}{1\,000\,000\,000\,000} \text{ farad}$$

Nous avons donc :

$$X_c = \frac{1}{2 \times 3{,}14 \times 50 \times \left(\dfrac{600}{1\,000\,000\,000\,000}\right)}$$

$$= 5\,800\,000 \text{ ohms environ, soit } 5{,}8 \text{ M}\Omega$$

b) Si la fréquence, primitivement de 50 c/s, passe à 5 Mc/s, c'est-à-dire à 5 000 000 c/s, elle sera donc 100 000 fois plus grande. En conséquence, la résistance apparente du condensateur sera 100 000 fois plus petite.

$$X_c \text{ pour } 5 \text{ Mc/s} = \frac{5\,800\,000}{100\,000} = 58\ \Omega$$

Solution n° 24. — a) Il nous faut appliquer la formule :

$$I_{eff} = \frac{E_{eff}}{\sqrt{R^2 + \dfrac{1}{C^2 \cdot \omega^2}}}$$

En remplaçant les lettres par leurs valeurs, nous avons :

$$I_{eff} = \frac{320}{\sqrt{(8\,000)^2 + \dfrac{1}{\left(\dfrac{0{,}1}{1\,000\,000}\right)^2 \times (2 \times 3{,}14 \times 50)^2}}}$$

soit 0,01 A environ (ou 10 mA).

b) Nous avons augmenté la tension alternative à une valeur telle que l'intensité dans le circuit soit de 25 mA. Mais nous ignorons cette tension. Nous pourrions la calculer ; cela n'est cependant pas nécessaire. En effet, cette intensité de 25 mA circule aussi bien à travers le condensateur qu'à travers la résistance, ces deux organes étant reliés en série. Toutefois, on sait qu'il n'y a pas de perte de puissance dans un condensateur (voir § 4 du chapitre VI). Donc, la puissance demandée à la source sera la puissance dissipée par la résistance. Il nous suffit d'appliquer la formule $W = R \cdot I^2$ et nous connaîtrons la puissance demandée à la source : $W = 8\,000 \times (0{,}025)^2 = 5$ watts.

Solution n° 25. — Il nous faut considérer comme négligeables :

a) l'écart entre les temps des réflexes humains pour le déclenchement et l'arrêt du chronomètre ;

b) le temps mis par l'éclair pour apparaître à nos yeux.

Nous pouvons le faire, car la vitesse de propagation du son est relativement lente par rapport à la vitesse de la lumière (300 000 kilomètres à la seconde).

Comme vitesse du son, nous prendrons 340 m à la seconde, vitesse pour une température normale de 15°.

En conséquence, l'éclair s'est produit à une distance de :

$$340 \times 12 = 4\,080 \text{ mètres}$$

Solution n° 26. — Il nous suffit d'appliquer la formule $\lambda = \frac{V}{F}$.

Nous avons : $\lambda = \frac{V}{F} = \frac{340}{16{,}16} = 21$ mètres environ.

Solution n° 27. — Il y a deux écouteurs dans un casque, certes ; mais il y a deux bobines par écouteur, ne l'oublions pas. En conséquence, nous avons donc quatre bobines, toutes reliées électriquement en série.

La résistance totale du casque est donc de : $500 \times 4 = 2\,000\ \Omega$.

Nous profiterons de l'occasion pour dire que sa résistance en courant continu ne doit surtout pas être confondue avec son *impédance*. Si cette dernière est calculée ou mesurée seulement à la fréquence de 400 c/s, par exemple, elle est énormément plus grande.

Solution n° 28. — Il suffit d'appliquer la formule : $\lambda = \frac{V}{F}$.

Nous avons : $\lambda = \frac{300\,000}{600} = 500$ mètres.

Solution n° 29. — Appliquons la formule : $F = \frac{V}{\lambda}$.

Nous avons : $F = \frac{300\,000}{30} = 10\,000$ kc/s $= 10$ Mc/s.

Solution n° 30. — *a*) Le taux de modulation étant le rapport entre la tension BF et la tension HF, nous avons : $\frac{150}{200} = 0{,}75$.

Le taux de modulation s'exprimant en pour cent, cela nous fait 75 %.

b) Pour atteindre le taux maximum de modulation (soit 100 %) avec une tension HF de crête de 200 volts, il faut appliquer une tension BF de crête de 200 volts également.

Solution n° 31. — Nous appliquons la formule : $F = \frac{159\,150}{\sqrt{L \cdot C}}$.

Nous avons : $F = \frac{159\,150}{\sqrt{2\,000 \times 500}} = \frac{159\,150}{1\,000} = 159{,}15$ kc/s.

Solution n° 32. — 1° Intensité totale de chauffage demandée au secondaire du transformateur : $(0{,}3 \times 3) + 0{,}45 + 0{,}6 = 1{,}95$ A.

2° Puissance nécessaire au chauffage de ces tubes :

$$P = E.I = 6{,}3 \times 1{,}95 = 12{,}285 \text{ voltampères}$$

3° En supposant un transformateur parfait au rendement de 1, la puissance demandée au secondaire se retrouve égale à elle-même au primaire. En conséquence, l'intensité consommée au primaire pour un secteur de 120 V est de : $I = \frac{P}{E} = \frac{12{,}285}{120} = 0{,}102$ A.

Solution n° 33. — 1° Tension de chauffage totale nécessitée par les tubes : $6{,}3 + 6{,}3 + 6{,}3 + 25 + 25 = 68{,}9$ V.

La tension du secteur étant de 110 V, la tension excédentaire à chuter par la résistance R est de : $110 - 68{,}9 = 41{,}1$ V.

Valeur de la résistance R : $R = \frac{E}{I} = \frac{41{,}1}{0{,}3} = 137\ \Omega$.

Puissance de cette résistance : $P = E \cdot I = 41{,}1 \times 0{,}3 = 12{,}33$ W, soit 15 W par excès.

2° La valeur à froid de la résistance CTN (soit 5 000 Ω) ne nous intéresse pas directement. Nous retiendrons seulement que cette résistance CTN fait 44 Ω lorsqu'elle a atteint sa température de fonctionnement normal. Il faudra donc diminuer d'autant la valeur de l'ancienne résistance chutrice calculée précédemment pour fonctionner seule.

Valeur de la nouvelle résistance R fonctionnant en série avec la résistance CTN : $137 - 44 = 93$ Ω.

Puissance de cette nouvelle résistance :

$$P = R \cdot I^2 = 93 \times (0{,}3)^2 = 8{,}37 \text{ W, soit 10 W par excès.}$$

Solution n° 34. — Nous monterons donc nos deux tubes similaires, mais à chauffage 0,2 A, en ayant bien soin de les shunter par une résistance de valeur convenable. Le montage est représenté sur la figure P-34, le reste du schéma étant absolument inchangé. La résistance R_1 doit laisser passer une intensité de : $0{,}3 - 0{,}2 = 0{,}1$ A. Elle est connectée entre deux points présentant une différence de potentiel de : $6{,}3 + 6{,}3 = 12{,}6$ V.

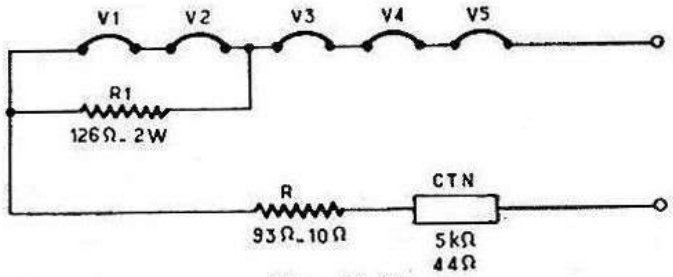


FIG. P-34

La valeur de la résistance R_1 sera donc de :

$$R = \frac{E}{I} = \frac{12{,}6}{0{,}1} = 126 \text{ Ω}$$

Sa puissance sera de : $P = E \cdot I = 12{,}6 \times 0{,}1 = 1{,}26$ W, soit 2 W par excès.

Solution n° 35. — Chute de tension dans la bobine de filtrage :

$$V = R \cdot I = 250 \text{ Ω} \times 0{,}060 \text{ A} = 15 \text{ V}$$

Chute de tension globale dans le redresseur et le filtre :

$$20 \text{ V} + 15 \text{ V} = 35 \text{ V}$$

Valeur de la tension redressée :

$$V_{red} = 0{,}95 \; V_{eff} = 300 \times 0{,}95 = 285 \text{ V}$$

Valeur de la tension à la sortie du filtre : 285 V - - 35 V = 250 V.

Solution n° 36. — 1° Plusieurs schémas de montage sont possibles. Toutefois, le montage permettant les deux mesures indiquées avec la plus grande commodité est celui que nous représentons sur la figure P-36.

On passe simplement d'une mesure à l'autre par la manœuvre de l'inverseur bipolaire *Inv.* (deux circuits, deux positions) : position 1 = mesure des intensités de 0 à 50 mA ; position 2 = mesure des tensions de 0 à 100 V.

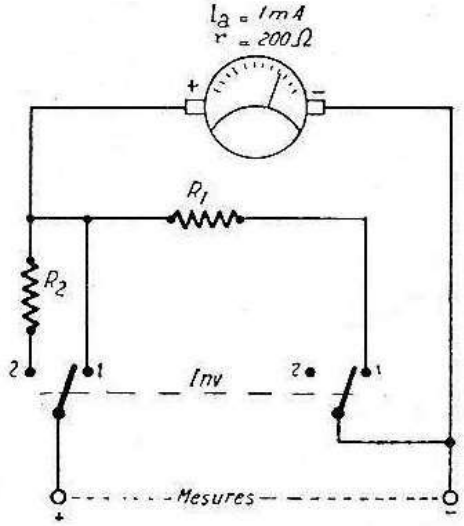


FIG. P-36

2° Calcul de la résistance-shunt R_1 :

Pour l'intensité maximum à mesurer, soit 50 mA, il devra circuler une intensité I_a de 1 mA dans l'appareil et une intensité I_s de 49 mA dans le shunt R_1.

$$\text{D'où } R_1 = \frac{I_a \times r}{I_s} = \frac{1 \text{ mA} \times 200 \ \Omega}{49 \text{ mA}} = 4{,}08 \ \Omega.$$

Calcul de la résistance-série R_2 :

Tension provoquant la déviation totale de l'appareil :

$$V = r \times I_a = 200 \ \Omega \times 0{,}001 \text{ A} = 0{,}2 \text{ V}$$

$$\text{Nombre d'ohms par volt : } \frac{200 \ \Omega \times 1 \text{ V}}{0{,}2 \text{ V}} = 1\,000 \ \Omega \text{ par volt.}$$

En conséquence, pour la déviation totale de 100 V, nous aurons : $R_2 = 1\,000 \ \Omega \times 100 = 100\,000 \ \Omega$.

Solution n° 37. — Il nous faut appliquer la formule : $k = \varrho \times S$ avec $\varrho = 14\,000 \ \Omega$ et S exprimée en ampère/volt, c'est-à-dire 0,004 A/V.

Nous avons : $k = 14\,000 \times 0{,}004 = 56$.

Solution n° 38. — *a*) Appliquons la formule :

$$G = \frac{k \times R_a}{\varrho + R_a}$$

Nous avons :

$$G = \frac{56 \times 36\,000}{14\,000 + 36\,000} = 40 \text{ environ}$$

b) Le gain réel étant de 40, pour une tension de crête de 0,35 V appliquée à la grille, la tension amplifiée de crête disponible aux bornes de la résistance anodique sera de : $0{,}35 \times 40 = 14$ volts.

Solution n° 39. — La simple application de la loi d'Ohm nous donne le résultat recherché :

$$R_k = \frac{E}{I} = \frac{2}{0{,}005} = 400\ \Omega$$

Solution n° 40. — Le rapport de transformation est égal à $\sqrt{\frac{Zp}{Zs}}$.

C'est-à-dire, en remplaçant les lettres par leur valeur :

$$\sqrt{\frac{5\,000}{5}} = \sqrt{1\,000} = 32 \text{ environ}$$

Solution n° 41. — Nous pouvons appliquer la formule :

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}}$$

dans laquelle I sera l'intensité efficace circulant dans la bobine mobile, W la puissance fournie, et R l'impédance de ladite bobine mobile.

Nous avons alors :

$$I = \sqrt{\frac{2{,}5}{5}} = \sqrt{0{,}5} = 0{,}7 \text{ A eff. environ}$$

Solution n° 42. — 1° L'amplification ou gain apporté par le premier tube se calcule par application de la formule :

$$G = \frac{k \times Ra}{\varrho + Ra}$$

D'où $G = \frac{50 \times 50\,000}{20\,000 + 50\,000} = 35{,}7.$

2° A la fréquence 3 500 c/s du signal BF appliqué à l'entrée, nous pouvons considérer comme négligeable la réactance du condensateur de liaison de 0,05 µF. En conséquence, la tension BF à l'entrée étant de 0,1 V eff., la tension appliquée à la grille de l'étage final sera de :

$$0{,}1 \times 35{,}7 = 3{,}37 \text{ V eff.}$$

3° L'intensité du courant alternatif BF considéré seul parcourant le circuit anodique de l'étage final est égale à la tension appliquée à la grille multipliée par la pente dynamique du tube, soit Ug × Sd ; c'est-à-dire 3,57 × 3 = 10,71 mA eff.

4° On sait que le rapport du courant primaire au courant secondaire dans tous les transformateurs est l'inverse du rapport de transformation. Le courant traversant la bobine mobile sera donc de

$$10{,}71 \times 30 = 0{,}3213 \text{ A eff.}$$

Solution n° 43. — 1° Valeur de l'intensité cathodique :

$$I_k = I_a + I_{g2} = 9 + 1 = 10 \text{ mA}$$

Résistance cathodique de polarisation :

$$R = \frac{E}{I_k} = \frac{2}{0{,}01} = 220 \ \Omega \text{ environ}$$

Puissance de cette résistance :

$$W = E \times I_k = 2 \times 0{,}01 = 0{,}02 \text{ W}$$

Un modèle « 1/4 de watt » sera donc très amplement suffisant !

2° Chute de tension dans la résistance d'écran :

$$E = R.I = 100\,000 \times 0{,}001 = 100 \text{ V}$$

Tension d'écran (par rapport à la masse) :

$$250 - 100 = 150 \text{ V}$$

3° Puissance de la résistance d'alimentation d'écran :

$$P = E.I. = 100 \times 0{,}001 = 0{,}1 \text{ W}$$

Ici, également, un modèle « 1/4 de watt » est donc suffisant.

4° Chute de tension à obtenir :

$$250 - 90 = 160 \text{ V}$$

Valeur de la nouvelle résistance d'écran :

$$R = \frac{E}{I} = \frac{160}{0{,}0007} = 220 \text{ k}\Omega \text{ environ}$$

Solution n° 44. — Il suffit d'appliquer la formule :

$$P = \frac{E^2}{R}$$

Ce qui donne : $P = \frac{6^2}{5} = \frac{36}{5} = 7{,}2$ watts.

Solution n° 45. — En nous reportant à la figure P 45, nous pouvons considérer que la réactance de C et la résistance de R forment un potentiomètre fixe divisant la tension appliquée à l'entrée. Calculons la réactance de C à la fréquence de 30 c/s. Nous avons :

$$Xc = \frac{1}{2\pi F C} = \frac{1}{2 \times 3{,}14 \times 30 \times 0{,}000\,000\,005}$$

La capacité C doit être exprimée en farad, ne l'oublions pas.

En effectuant le calcul, nous trouvons :

$$Xc = 1\ M\Omega \text{ environ}$$

Pour la fréquence 15 000 c/s, c'est-à-dire une fréquence 500 fois plus grande, la réactance de C devient 500 fois plus petite, soit :

$$Xc = \frac{1\ M\Omega}{500} = 2\,000\ \Omega$$

Des calculs précédents, il résulte que :

1° A la fréquence 30 c/s, une partie seulement de la tension d'entrée sera appliquée à la grille ; en fait, pour 2 V eff. à l'entrée, la grille ne recevra que :

$$2\ V \times \frac{0{,}5}{1 + 0{,}5} = 0{,}66\ V \text{ eff.}$$

2° A la fréquence de 15 000 c/s par contre, la réactance du condensateur C peut être négligée par rapport à R et nous pouvons admettre que la tension appliquée à la grille est pratiquement égale à la tension d'entrée.

Nous pouvons donc en déduire :

1° Qu'une telle liaison se comporte comme un affaiblisseur de graves ;

2° Que si l'on désire une liaison « fidèle », il convient d'utiliser un condensateur C de plus grande capacité (0,05 µF, par exemple).

Solution n° 46. — Les réponses à la question *a* sont données dans la colonne de droite du tableau ci-dessous, tableau qui explique également le procédé de calcul.

Pour l'onde désirée sur 200 kc/s, la fréquence de l'oscillateur doit être de 200 + 120 = 320 kc/s (fréquence supérieure, comme indiqué

dans le problème). Cette oscillation à 320 kc/s pourra donner naissance à une seconde moyenne fréquence MF', si elle bat avec un signal incident sur 440 kc/s (320 + 120). La fréquence 440 kc/s est donc la fréquence image de la fréquence désirée 200 kc/s dans le cas d'une MF de 120 kc/s.

Même raisonnement en OC, pour les fréquences désirées 7 et 17 Mc/s, mais en se souvenant que la fréquence de l'oscillateur doit être inférieure à la fréquence d'accord.

Fréquence désirée	Fréquence oscillateur	Fréquence image
↓	MF = 120 kc/s ↓	MF' = 120 kc/s ↓
200 kc/s	320 kc/s	440 kc/s
1 000 kc/s	1 120 kc/s	1 240 kc/s
7 Mc/s	6,88 Mc/s	6,76 Mc/s
17 Mc/s	16,88 Mc/s	16,76 Mc/s

On procède ainsi pour les trois valeurs de MF indiquées et les résultats sont les suivants :

a) Fréquences-images pour 200 kc/s, 1 000 kc/s, 7 Mc/s et 17 Mc/s, avec MF de 120 kc/s : 440 kc/s ; 1 240 kc/s ; 6,76 Mc/s ; 16,76 Mc/s.

b) Avec MF de 455 kc/s : 1 110 kc/s ; 1 910 kc/s ; 6,09 Mc/s ; 16,09 Mc/s.

c) Avec MF de 1 600 kc/s : 3 400 kc/s ; 4 200 kc/s ; 3,8 Mc/s ; 13,8 Mc/s.

Solution n° 47. — Il n'existe qu'un procédé de mesure sérieux parce qu'il n'apporte *aucune perturbation* au fonctionnement de l'oscillateur.

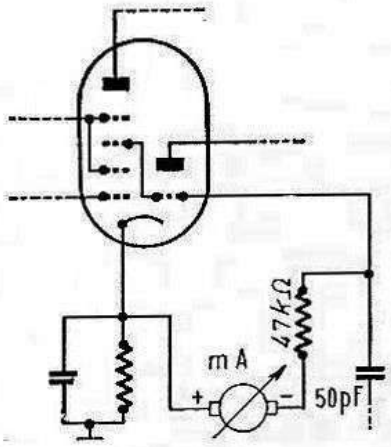


FIG. P-47

Il consiste à intercaler un milliampèremètre dans le retour de grille oscillatrice, *après* la résistance de fuite. Cette mesure est représentée

sur la figure P47. On sait, en effet, que lorsque le tube oscille, il y a courant de grille du fait des alternances positives de l'oscillation qui transporte le potentiel de grille dans les régions positives de la caractéristique I_a/V_g. La mesure de ce courant grille renseigne donc sur le fonctionnement de l'oscillateur ; si le milliampèremètre ne dévie pas, c'est que l'oscillateur ne fonctionne pas. Dans les tubes triodes-hexodes couramment employés aux étages changeurs de fréquence, le courant grille de la triode oscillatrice se situe normalement vers 0,2 mA, soit 200 µA.

Solution n° 48. — Calculons la puissance totale absorbée aux secondaires du transformateur :

	(Voltampères)
5 V × 2 A	10 VA
6,3 V × 2,5 A	15,75 VA
300 V × 0,075 A	22,5 VA
Total	48,25 VA

Puissance consommée au primaire compte tenu du rendement de 90 % :

$$\frac{48{,}25 \times 100}{90} = 53{,}6 \text{ VA}$$

Intensité circulant dans le primaire pour une tension de réseau de 110 V :

$$\frac{53{,}6}{110} = 0{,}48 \text{ A}$$

On utilisera donc un fusible calibré à 0,5 A.

Solution n° 49. — *a*) La fréquence image est égale à la fréquence incidente reçue plus deux fois la valeur MF ; nous avons donc :

$$1\,400 + (2 \times 455) = 2\,310 \text{ kc/s}$$

b) Fréquence de fonctionnement de l'oscillateur local pour la réception d'une station sur 1 400 kc/s : 1 400 + 455 = 1 855 kc/s.

Solution n° 50. — Longueurs d'ondes correspondantes aux fréquences indiquées : $F_1 = 1\,000$ kc/s

$$\lambda = \frac{300\,000}{1\,000} = 300 \text{ m}$$

$F_2 = 15$ Mc/s

$$\lambda = \frac{300}{15} = 20 \text{ m}$$

$F_3 = 100$ Mc/s

$$\lambda = \frac{300}{100} = 3 \text{ m}$$

Une antenne dipôle demi-onde doit présenter une longueur géométrique égale à la moitié de la longueur d'onde multipliée par le facteur de correction 0,95 (facteur approximatif, mais généralement correct, tenant compte de la différence de vitesse de propagation des ondes dans l'air et dans le métal constituant l'antenne).

Nos antennes devront donc présenter des longueurs AB respectivement égales à :

$$\frac{0{,}95 \times 300}{2} = 142{,}50 \text{ m}$$

$$\frac{0{,}95 \times 20}{2} = 9{,}50 \text{ m}$$

$$\frac{0{,}95 \times 3}{2} = 1{,}425 \text{ m}$$

Solution n° 51. — La fréquence de résonance d'un circuit résonnant parallèle se calcule par la formule :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

F en c/s pour L en henrys et C en farads.

Pour C = 50 pF, nous avons donc :

F = 1 430 000 c/s environ, soit 1 430 kc/s. Pour C = 500 pF, nous avons par ailleurs :

F = 457 000 c/s, soit 457 kc/s.

La bande de fréquences couverte s'étend donc de 457 à 1 430 kc/s (gamme PO).

Solution n° 52. — L'inverse de la capacité résultante $\frac{1}{C_r}$ d'un groupement en série de condensateurs est :

$$\frac{1}{C_r} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

Dans ce problème, on connaît C_r et C_1, et l'on cherche C_2. Nous avons :

$$\frac{1}{400} = \frac{1}{1\,200} + \frac{1}{C_2}$$

Ce qui peut s'écrire :

$$\frac{1}{C_2} = \frac{1}{400} - \frac{1}{1\,200}$$

$$\text{ou } \frac{1}{C_2} = \frac{3}{1\,200} - \frac{1}{1\,200} = \frac{2}{1\,200}$$

$$\text{d'où } C_2 = \frac{1\,200}{2} = 600 \text{ pF}$$

Solution n° 53. — Bien que d'aspect bizarre, l'examen attentif du schéma montre que les trois résistances R sont connectées en parallèle !

En conséquence, si chaque résistance R vaut 900 Ω, la résistance équivalente entre A et B est de :

$$\frac{900}{3} = 300\ \Omega$$

Solution n° 54. — Le rapport de transformation doit être de :

$$N = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = \sqrt{\frac{5\,000}{5}} = \sqrt{1\,000} = 32 \text{ environ.}$$

Solution n° 55. — 1° Chute de tension que doit créer la résistance d'alimentation de l'écran : 250 — 100 = 150 V.

Valeur de cette résistance :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{150}{0{,}0015} = 100\,000\ \Omega$$

Puissance dissipée dans cette résistance :

$$W = V.I = 150 \times 0{,}0015 = 0{,}225 \text{ W}$$

Une résistance type 1/4 W suffit ; mais une résistance type 1/2 W donnera une meilleure marge de sécurité.

2° Intensité I_k circulant dans le circuit de cathode :

$$I_k = I_a + I_{g2}$$

(somme de l'intensité anodique et de l'intensité d'écran) soit :

$$I_k = 8{,}5 + 1{,}5 = 10 \text{ mA} = 0{,}01 \text{ A}$$

Valeur de la résistance de polarisation :

$$R = \frac{V}{I} = \frac{3}{0{,}01} = 300\ \Omega$$

Puissance dissipée dans cette résistance :

$$W = V.I = 3 \times 0{,}01 = 0{,}03 \text{ W}$$

Une résistance du type 1/4 W conviendra donc très amplement.

***

Conclusion

Notre satisfaction serait grande si ce petit ouvrage parvenait à mieux faire comprendre aux masses, aux jeunes surtout, les « mystères » de la radioélectricité. Nous souhaitons y être parvenu en nous attachant à rester volontairement simple.

Et si maintenant certains amis lecteurs désirent en savoir davantage, désirent approfondir diverses questions, nous leur conseillons après cet ouvrage l'étude de « Théorie et Pratique de la T.S.F. - Radiotechnique » de Paul Berché † (cours moyen), édition moderne, revue et complétée par votre serviteur...

Roger A. RAFFIN.